

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. 7
H04J 11/00

(11) 공개번호 특2002-0076049
(43) 공개일자 2002년10월09일

(21) 출원번호 10-2001-0016019
(22) 출원일자 2001년03월27일

(71) 출원인 (주)텔레시스테크놀로지
경기도 성남시 분당구 수내동 16-6 두인빌딩 2층

(72) 발명자 김제우
경기도 성남시 분당구 구미동 그랜드빌 405-304
박종현
서울특별시 송파구 가락동 가락아파트 126-304
심복태
서울특별시 강북구 수유 3동 23-49
배시현
경기도 수원시 팔달구 영통동 955-1 황골주공 154-1102호
한경섭
경기도 수원시 팔달구 영통동 청명마을동 신아파트 316-1306호

(74) 대리인 권혁록

심사청구 : 있음

(54) 데이터 전송 성능을 개선하기 위한 직교주파수 분할 다중통신 시스템 및 방법

요약

본 발명의 직교 주파수 분할 다중(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식 시스템에 관한 것으로서, 특히 주파수 사용 효율을 증가시키기 위한 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템 및 방법에 관한 것이다.

본 발명은 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에 있어서, 입력되는 정보 데이터들을 리드-솔로몬 인코딩하여 동일한 위치에 존재하는 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌들의 각 서브-채널들로 분산되도록 인터리빙하는 리드-솔로몬 인터리버와, 상기 인터리빙된 신호를 병렬 형태의 데이터들로 변환하고, 상기 병렬 형태의 데이터들을 각각 미리 설정한 개수만큼 동일하게 반복하여 해당 서브-채널들로 반복 전송하는 서브-채널 반복기와, 상기 서브-채널 데이터들과 파일럿 서브-채널 데이터를 가산하여, 상기 가산된 서브-채널 데이터가 입력될 때마다 상기 서브-채널 데이터들 각각이 전송될 서브-채널을 입력 시점에 따라 동적으로 할당하는 서브-채널 할당기와, 상기 할당된 서브-채널 신호들을 설정 변조방식으로 사상하고, 상기 사상된 서브-채널 데이터들 중 파일럿 서브-채널 데이터들을 파일럿 스크램블링 코드로 스크램블링한 후, 다시 상기 스크램블링된 파일럿 서브-채널 데이터들과 나머지 사상된 서브-채널 데이터들을 스크램블링 코드로 스크램블링하는 서브-채널 스크램블러와, 상기 서브-채널 스크램블러에서 출력한 신호를 역고속 푸리에 변환하고, 상기 역고속 푸리에 변환된 서브-채널 데이터들 중 최소 피크 대 평균 전력비를 가지는 서브-채널 데이터들을 선택하여 전송하도록 하는 선택기와, 상기 선택기에서 출력되는 서브-채널 데이터들을 위상 오프셋이 없는 동상신호로 전송하고, 이와 동시에 상기 선택기에서 출력되는 서브-채널 데이터들을 위상 오프셋이 없는 동상신호 및 위상 오프셋이 180° 차이나는 역상 신호를 트레이닝 구간동안 교대로 전송하는 안테나를 포함함을 특징으로 한다.

대표도 도 2

색인어

직교 주파수 분할 다중 방식, 송신 안테나 다이버시티, 서브-채널 반복, 파일럿 스크램블링 코드, 리드-솔로몬 인코딩, 인터리빙, 서브-채널 할당, 최소 피크대 평균 전력비

명세서

도면의 간단한 설명

도 1은 종래 기술에 따른 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 구조를 도시한 블록도

도 2는 본 발명의 실시예에서의 기능을 수행하는 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 구조를 도시한 블록도

도 3은 본 발명의 Reed-Solomon 코딩을 적용한 데이터 심벌 구조를 도시한 도면

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 Reed-Solomon 코딩을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌을 인터리빙하는 인터리버 구조를 도시한 도면

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 BPSK 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 QPSK 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 16QAM 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 64QAM 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면

도 9는 본 발명의 제1실시예에 따른 서브-채널 반복기 구조를 도시한 도면

도 10은 본 발명의 제2실시예에 따른 서브-채널 반복기 구조를 도시한 도면

도 11은 도 9 및 도 10의 서브-채널 반복기 내부 구성을 도시한 도면

도 12a-12b는 본 발명의 일 실시예에 따른 서브-채널 할당기 구조를 도시한 도면

도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 서브-채널 할당기 내부 구성을 도시한 도면

도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 최소 PAPR 선택 서브-채널 송신기 구조를 도시한 도면

도 15는 도 14의 송신기 구조에서 역고속 푸리에 변환기를 확장한 최소 PAPR 선택 서브-채널 송신기 구조를 도시한 도면

도 16은 도 15의 최소 PAPR 선택 서브-채널 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 도시한 도면

도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신 다이버시티 구조를 도시한 도면

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명의 직교 주파수 분할 다중(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식 시스템에 관한 것으로서, 특히 주파수 사용 효율을 증가시키기 위한 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템 및 방법에 관한 것이다.

최근 유·무선 채널에서 고속데이터 전송에 유용한 방식으로 사용되고 있는 직교주파수 분할 다중방식(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 복수 반송파(Multi-Carrier)를 사용하여 데이터를 전송하는 방식으로서, 직렬로 입력되는 심벌(Symbol)열을 병렬변환하여 이를 각각을 상호 직교성을 갖는 다수의 부반송파(Sub-Carrier, Sub-Channel)로 변조하여 전송하는 다중 반송파 변조(MCM : Multi Carrier Modulation) 방식의 일종이다.

이와같은 다중 반송파 변조 방식을 적용하는 시스템은 1950년대 후반 군용 HF radio에 처음 적용되었으며, 다수의 직교하는 부반송파를 중첩시키는 직교 주파수 분할 다중 방식은 1970년대부터 발전하기 시작하였으나, 다중 반송파간의 직교변조의 구현이 난이한 문제였었기 때문에 실제 시스템 적용에 한계가 있었다. 그러나 1971년 Weinstein 등이 상기 직교 주파수 분할 다중 방식을 사용하는 변복조는 DFT(Discrete Fourier Transform)를 이용하여 효율적으로 처리가 가능함을 발표하면서 직교 주파수 분할 다중 방식에 대한 기술개발이 급속히 발전했다. 또한 보호구간(guard interval)을 사용과 cyclic prefix 보호구간 삽입 방식이 알려지면서 다중경로 및 지연 확산(delay spread)에 대한 시스템의 부정적 영향을 더욱 감소시키게 되었다. 그래서, 이런 직교주파수 분할 다중 방식 기술은 디지털 오디오 방송(Digital Audio Broadcasting: DAB)과 디지털 텔레비전, 무선 근거리 통신망(Wireless Local Area Network: WLAN) 그리고 무선 비동기 전송 모드(Wireless Asynchronous Transfer Mode: WATM) 등의 디지털 전송 기술에 광범위하게 적용되어지고 있다. 즉, 하드웨어적인 복잡도(Complexity)로 인하여 널리 사용되지 못하다가 최근 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform: FFT)과 역 고속 푸리에 변환(Inverse Fast Fourier Transform: IFFT)을 포함한 각종 디지털 신호 처리 기술이 발전함으로써 실현 가능해졌다. 상기 직교 주파수 분할 다중 방식은 종래의 주파수 분할 다중(FDM: Frequency Division Multiplexing) 방식과 비슷하나 무엇보다도 다수개의 부반송파간의 직교성(Orthogonality)을 유지하여 전송함으로써 고속 데이터 전송시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있는 특징을 가지며, 또한 주파수 사용 효율이 좋고 다중 경로 페이딩(multi-path fading)에 강한 특성이 있어 고속 데이터 전송시 최적의 전송 효율을 얻을 수 있다는 특징을 가진다. 또한, 주파수 스펙트럼을 중첩하여 사용하므로 주파수 사용이 효율적이고, 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)에 강하고, 다중경로 페이딩에 강하고, 보호구간을 이용하여 심벌간 간섭(ISI: Inter Symbol Interference) 영향을 줄일 수 있으며, 하드웨어적으로 등화기 구조를 간단하게 설계하는 것이 가능

하며, 임펄스(impulse)성 잡음에 강하다는 장점을 가지고 있어서 통신시스템 구조에 적극 활용되고 있는 추세에 있다.

여기서, 통상적인 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 구조를 도 1을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 1은 종래 기술에 따른 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 구조를 도시한 블록도이다.

먼저, 전송할 정보 데이터(DATA In)(101)가 입력되면, 상기 입력된 정보 데이터(101)는 오류정정 부호화기(Encoder)(102)로 입력된다. 상기 오류 정정 부호화기(102)는 상기 입력된 정보 데이터(101)를 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에 미리 설정되어 있는 오류 정정 부호화 방식, 일 예로 리드-솔로몬(Reed-Solomon) 방식을 사용하여 상기 데이터(101)를 인코딩한 후 인터리버(Interleaver)(103)로 출력한다. 상기 인터리버(103)는 상기 인코더(102)에서 출력한 신호를 입력하여 버스트 어레이 방지를 위해 인터리빙(interleaving)을 수행한 후 직렬/병렬 변환기(Serial/ Parallel Converter)(104)로 출력한다. 상기 직렬/병렬 변환기(104)는 상기 인터리버(103)에서 출력한 데이터, 즉 직렬 데이터를 입력하여 병렬 형태로 배열하여 다수의 데이터 서브-채널(sub-channel)을 형성하여 파일럿 추가기(add pilot)(106)로 출력한다. 상기 파일럿 추가기(105)는 상기 직렬/병렬 변환기(104)에서 출력한 다수개의 서브-채널들과 파일럿 제어기(pilot control)(105)의 제어에 따라 파일럿 데이터를 추가하여 서브-채널 사상기(sub-channel mapper)(107)로 출력한다. 여기서, 상기 파일럿 제어기(105)는 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 미리 설정되어 있는 다수의 파일럿 데이터를 랜덤(random) 부호에 의해 위상을 바꾸어 파일럿 데이터를 생성하는 역할을 한다. 그리고, 상기 파일럿 추가기(106)는 상기 파일럿 제어기(105)에서 발생된 다수의 파일럿 데이터(pilot data)를 파일럿 부채널에 추가하여 다수의 데이터 부채널과 함께 총 K개의 부채널 [c(1), c(2), , c(K)]을 출력한다.

상기 서브-채널 사상기(107)는 상기 파일럿 추가기(106)에서 출력한 K개의 각 서브-채널들에 대한 성좌도(constellation)상에 신호사상(signal mapping)을 수행하여 [S(1), S(2), , S(K)]를 출력한다. 여기서, 상기 서브-채널 사상기(107)의 각 신호사상은 예를들면 BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation), 64QAM 등과 같은 신호로 사상할 수 있다. 상기 서브-채널 사상기(107)에서 출력된 신호 사상된 신호 [S(1), S(2), , S(K)]는 역고속푸리에 변환기(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)(108)로 출력된다. 여기서, 상기 역고속 푸리에 변환기(108)는 K-point 역고속 푸리에 변환기이며, 상기 서브-채널 사상기(107)에서 출력된 신호들을 주파수분할 다중화한 [s(1), s(2), , s(K)] 신호를 병렬/직렬 변환기(109)로 출력한다. 상기 병렬/직렬 변환기(109)는 상기 역고속 푸리에 변환기(108)에서 출력한 병렬 형태의 직교 주파수 변조된 신호 [s(1), s(2), , s(K)]를 입력하여 직렬 배열 형태로 변환하여 출력데이터(Data Out)(110)로 출력한다.

상기 도 1에서 설명한 바와 같은 구조를 가지는 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템은 다른 방식시스템에 비해서는 주파수 사용 효율, 다중 경로 페이딩 및 선택적 주파수 페이딩에 대해 강한 장점을 가지고 있으나, 상기 주파수 사용 효율 및 다중 경로 페이딩 및 선택적 주파수 페이딩에 대해서 더욱 강한 특성을 부가하도록 하는 필요성이 대두되고 있다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

따라서, 본 발명의 목적은 리드-솔로몬 코딩 방식을 적용한 심벌에 대한 전송 오류에 대한 성능을 증가시키기 위한 인터리빙 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 다른 목적은 하나의 데이터를 서로 다른 다수의 서브-채널을 통해 반복전송함으로써 전송 오류에 대한 성능을 증가시키는 서브-채널 반복 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 주파수 선택적 페이딩을 제거하기 위한 서브-채널 반복 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 서브-채널 주파수 천이를 이용하여 주파수 다이버시티 획득하는 서브-채널 할당 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 PAPR을 최소화하여 서브-채널을 전송하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 별도의 부가 정보를 사용하지 않고도 최소화된 PAPR을 적용한 서브-채널을 검출하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

본 발명의 또 다른 목적은 안테나 다이버시티를 획득하는 시스템 및 방법을 제공함에 있다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제1견지에 따른 시스템은; 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 여러 정정 능력을 개선시키기 위한 시스템에 있어서, 입력 정보 데이터를 리드솔로몬 인코딩하여 각각이 제1개수의 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트로 구성된 제2개수의 리드 솔로몬 심벌들로 이루어진 리드 솔로몬 블록으로 출력하는 리드 솔로몬 인코더와, 상기 리드 솔로몬 블록을 입력하고, 상기 입력된 리드 솔로몬 블록내 심벌들 각각에서 각 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식통신시스템의 제3개수의 연속되는 심벌들 각각의 제4개수의 동일 서브-채널들에 각각 분산시켜 인터리빙하는 인터리버를 포함함을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제2견지에 따른 시스템은; 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 서브-채널을 반복전송하는 시스템에 있어서, 입력되는 데이터들을 각각 미리 설정한 설정 개수만큼의 서브-채널들에 각각 동일하게 전송되도록 반복하는 서브-채널 반복기와, 상기 서브-채널 반복기에서 출력되는 서브-채널들에 대해 설정되어 있는 변조방식으로 사상하는 다수의 사상기들을 포함함을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제3견지에 따른 시스템은; 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 서브-채널 할당을 수행하는 시스템에 있어서, 소정 제어에 따라 입력되는 서브-채널 데이터들중 특정한 서브-채널 데이터를 선택하여 해당 서브-채널로 전송되도록 선택하는 다수의 선택기들과, 미리 설정된 설정 구간만큼의 시간이 변화하는 시점마다 상기 다수의 선택기들 각각이 상기 서브-채널 데이터들중 선택할 서브-채널 데이터를 변경하도록 제어하는 서브-채널 할당 제어기로 구성됨을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제4견지에 따른 시스템은; 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 최소 피크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널들을 전송하는 송신시스템에 있어서, 입력되는 서브-채널 데이터들중 파일럿 서브-채널 데이터들을 구별하기 위한 파일럿 스크램블링 코드를 소정 개수 생성하는 파일럿 스크램블링 코드 생성기와, 상기 입력되는 서브-채널 데이터들을 스크램블링하기 위한 스크램블링 코드를 소정 개수 생성하는 스크램블링 코드 생성기와, 상기 입력되는 파일럿 서브-채널 데이터들과 상기 파일럿 스크램블링 코드들중 제1 파일럿 스크램블링 코드를 꼽하여 스크램블링하는 제1승산기와, 상기 입력되는 서브-채널 데이터들중 상기 파일럿 서브-채널 데이터들을 제외한 서브-채널 데이터들과 상기 제1승산기에서 출력한 데이터를 상기 스크램블링 코드들중 제1 스크램블링 코드와 꼽해 스크램블링 하는 제2승산기와, 상기 제2승산기에서 출력된 신호를 역고속 푸리에 변환하는 제1역고속 푸리에 변환기와, 상기 입력되는 파일럿 서브-채널 데이터들과 상기 파일럿 스크램블링 코드들중 제2 파일럿 스크램블링 코드를 꼽하여 스크램블링 하는 제3승산기와, 상기 입력되는 서브-채널 데이터들중 상기 파일럿 서브-채널 데이터들을 제외한 서브-채널 데이터들과 상기 제1승산기에서 출력한 데이터를 상기 스크램블링 코드들중 제2 스크램블링 코드와 꼽해 스크램블링 하는 제4승산기와, 상기 제4승산기에서 출력된 신호를 역고속 푸리에 변환하는 제2역고속 푸리에 변환기와, 상기 제1역고속 푸리에 변환기 및 제2역고속 푸리에 변환기 각각에서 출력되는 서브-채널 데이터들에 대한 피크대 평균 전력비를 계산하는 피크대 평균 전력비 계산기와, 상기 계산된 피크대 평균 전력비들중 최소인 피크대 평균 전력비를 가지는 역고속 푸리에 변환기의 출력 서브-채널 데이터들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신 시스템의 서브 채널로 전송하도록 선택하는 선택기를 포함함을 특징으로 한다.

상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제5견지에 따른 시스템은; 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템의 송신 안테나 다이버시티 적용 송신 시스템에 있어서, 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템의 출력 데이터가 입력되면, 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 없는 동상 신호로 전송하는 제1안테나부와, 상기 입력된 출력데이터를 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 없는 동상신호 및 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 180° 차이나는 역상 신호를 트레이닝 구간동안 교대로 전송하는 제2안테나부로 구성됨을 특징으로 한다.

발명의 구성 및 작용

이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 훌트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.

먼저, 본 발명의 실시예에서는 직교주파수 분할 다중(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식의 통신 성능, 즉 주파수 사용 효율 및 다중 경로 페이딩(multi-path fading)에 대한 특성을 강화하기 위한 다섯가지 실시예를 설명한다. 그 다섯가지 실시예를 간략하게 설명하면 다음과 같다.

(1) 제1실시예

상기 제1실시예는 상기 직교주파수 분할 다중 방식 시스템에서 리드-솔로몬(Reed-Solomon) 코딩(coding) 방식을 적용하여 전송할 정보 데이터를 인코딩할 경우 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 오류 정정 성능을 향상시키는 시스템 성능을 향상시키는 인터리빙 장치 및 방법을 제안한다. 상기 제1실시예는 전송 채널 상에서 오류가 발생한 데이터를 상기 리드-솔로몬 코딩 방식을 적용한 심벌(symbol)들 중 특정한 하나의 심벌에 집합 배열되도록 데이터 심벌을 인터리빙 (interleaving)/디인터리빙(deinterleaving)을 수행하도록 하는 것이다. 즉, 하나의 리드-솔로몬 심벌에 있는 각 데이터들을 다수의 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌의 동일 서브-채널에 위치하도록 하여 인터리빙 및 디인터리빙을 수행하여 주파수 선택적 페이딩에 대한 오류 정정 능력을 향상시키도록 하는 것이다.

(2) 제2실시예

상기 제2실시예는 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 서로 다른 다수의 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 서브-채널에 대해서 반복전송(repetitive transmission)을 하는 장치 및 방법에 관한 것이다. 상기 서브-채널에 대해서 반복 전송을 적용할 경우 주파수 다이버시티(frequency diversity)를 획득하는 것이 가능하여 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)이나 의도적/비의도적 간섭신호가 있는 열악한 채널 환경에서도 신뢰성 있는 데이터 통신을 제공하고, 또한 반복전송 시 대응되는 서브-채널은 시간에 대응하여 변화하도록 매핑하는 것이 가능하여 결과적으로 추가적인 주파수 다이버시티를 획득하게 되는 것이다.

(3) 제3실시예

상기 제3실시예는 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 서브-채널 할당, 즉 서브-채널 매핑을 고정적으로 하지 않고 특정한 부호패턴이나 혹은 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 미리 설정되어 있는 약속된 패턴(pattern)으로 시간에 따라 변화하여 동적으로 수행하거나 혹은 상기 서브-채널 할당을 채널 상황에 따라 적응적으로 할당을 하는 방식이다. 상기와 같은 방식은 서브-채널 주파수가 고정적이지 않고 유동성을 가지므로 주파수 다이버시티를 획득하게 된다.

(4) 제4실시 예

상기 제4실시 예에는 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에 있어서 송신측에서 별도의 부가정보를 전송하지 않고서도 다수의 스크램블링 코드(scrambling code)를 이용하여 피크대 평균전력비(PAPR: Peak to Average Power Ratio)가 최소화된, 즉 선택된 서브 채널을 수신측에서 검출하도록 하는 방법이다. 상기 피크대 평균 전력비를 최소화시키는 것은 송신단의 전력 증폭기(PA: Power Amplifier)의 부담을 줄일 수 있으므로 전력 증폭기 구현을 용이하게 할 수 있다. 또한 상기 본 발명의 제4실시 예에서 제안하는 방식은 송신단에서 송신할 데이터를 다수의 임의 코드(본 발명의 일 실시 예에서는 complementary code를 사용함)를 사용하여 스크램블링하여 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 수행하고, IFFT의 결과 중 피크대 평균전력비가 가장 작은 서브-채널을 선택하여 전송하는 방식이다. 이때 종래 방식에서는 피크대 평균전력비가 최소가 되는 스크램블링 코드에 대한 부가 정보 역시 함께 송신하여 수신단에서 이를 검출하도록 하였으나, 본 발명의 일 실시 예에서는 상기 스크램블링 코드에 대한 부가 정보를 별도로 송신하지 않아도 파일럿 서브-채널을 통해 상기 송신측에서 선택한 서브-채널을 검출하는 것이 가능하도록 하기 때문에, 송수신기 하드웨어 구조가 단단해지고, 부가정보를 전송하지 않아도 되므로 오버헤드(overhead)가 추가로 요구되지 않는다.

(5) 제5실시 예

상기 제5실시 예에는 송신 안테나(antenna)에 대해서 다이버시티를 적용할 때 수신측에서 서로 다른 전송 채널에 대한 특성을 추정할 수 있도록 트레이닝 심벌(training symbol) 구간 동안에 서로 위상을 교번하도록 송신 안테나 다이버시티를 구현하는 방식이다. 상기 본 발명의 제5실시 예에서는 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 다수개, 일 예로 두 개의 안테나를 송신안테나로 하여 송신시 첫 번째 안테나로는 동상(0 degree phase)의 신호를 전송하고, 두 번째 안테나로는 트레이닝 심벌(training symbol) 구간 동안에 교번으로 신호를 전송하는 즉, 한번은 동상(0 degree phase)으로 신호를 전송하고 한번은 역상(180 degree phase)으로 신호를 전송한다. 그래서, 송신측에서 2개의 안테나를 통해 각각 전송되는 각 전송경로에 대해 수신측에서 채널을 추정하는 것이 가능하여, 상기 각 전송 채널에 대한 추정 결과를 이용하여 데이터 처리 및 복조를 수행함으로써 시스템의 성능을 향상시킨다.

상기에서 설명한 바와 같은 본 발명의 제1내지 제5실시 예를 하기 도면들을 참조하여 설명하기로 한다.

도 2는 본 발명의 실시 예에서의 기능을 수행하는 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 구조를 도시한 블록도이다.

전송할 정보 데이터(Data In)(201)가 입력되면, 상기 정보 데이터(201)는 소정 제어에 따라 스위칭되어 컨벌루셔널 인코더(Convolutional Encoder)(202)로 입력된다. 상기 컨벌루셔널 인코더(202)는 상기 입력된 정보 데이터(201)를 컨벌루셔널 코딩(convolutional coding)한 후 인터리버(Interleaver)(203)로 출력한다. 상기 인터리버(203)는 상기 컨벌루셔널 인코더(202)에서 출력한 신호를 입력하여 미리 설정된 인터리빙 방식에 따라 인터리빙(interleaving)하여 직렬/병렬 변환기(Serial/Parallel Converter)(206)로 출력한다. 물론 상기와 같이 입력 정보 데이터(201)를 컨벌루셔널 코딩하는 것도 가능하지만 본 발명의 일 실시 예에서는 상기 입력 정보 데이터(201)의 코딩 방식을 리드-솔로몬(Reed-Solomon)으로 하여 설명하기로 한다. 그러면 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 제어에 따라 정보 데이터(201)는 리드-솔로몬 인코더(RS Encoder)(202)로 입력된다. 상기 리드-솔로몬 인코더(202)는 상기 입력된 정보 데이터(201)를 리드-솔로몬 코딩하여 인터리버(205)로 출력한다. 상기 인터리버(205)는 상기 리드-솔로몬 인코더(204)에서 출력한 신호를 입력하여 본 발명의 제1실시 예에 따른 인터리빙 방식을 사용하여 인터리빙한 후 상기 직렬/병렬 변환기(206)로 출력한다. 여기서, 상기 본 발명의 실시 예에 따른 인터리빙 방식, 특히 리드-솔로몬 코딩 방식을 적용한 데이터 심벌에 대한 인터리빙 방식은 하기에서 도 3 내지 도 8을 참조하여 설명하기로 하므로 여기서는 그 설명을 생략하기로 한다.

이렇게 인터리빙된 신호, 즉 직렬 형태의 신호를 입력한 직렬/병렬 변환기(206)는 상기 입력된 직렬 형태의 신호를 소정 개수, 일 예로 M개의 병렬 형태 신호, 즉 다수의 서브-채널로 구성된 병렬 데이터 형태의 신호로 변환하여 서브-채널 반복기(207)로 출력한다. 상기 서브-채널 반복기(Sub-channel Repeat)(207)는 반복제어기(Repeat Control)(208)에 의해 그 서브-채널 반복 동작이 제어되며, 상기 반복제어기(208)는 채널 정보(Channel Information)(209)를 이용하여 상기 서브-채널 반복 전송을 제어한다. 여기서, 본 발명의 실시예에 따른 상기 서브-채널 반복기(207) 및 반복 제어기(208)의 동작은 하기에서 도 9내지 도 11을 참조하여 설명하기로 하므로 여기서는 그 설명을 생략하기로 한다.

이렇게, 서브-채널 반복 제어된 신호는 파일럿 추가기(210)로 출력되고, 상기 파일럿 추가기(210)는 상기 서브-채널 반복기(207)에서 출력한 신호를 입력하여 파일럿 제어기(211)의 제어에 따라 제공되는 파일럿 부채널을 추가하여 서브-채널 할당기(Sub-channel Assign)(212)로 출력한다. 상기 서브-채널 할당기(212)는 상기 파일럿 추가기(210)에서 출력한 신호를 입력하여 서브-채널 할당 제어기(Sub-channel Assign Control)(213)의 제어에 따라 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 서브-채널 할당을 고정적으로 하지 않고 설정된 시간 혹은 서비스 형태에 따라 시간적으로 변화시켜 동적, 적응적으로 할당한다. 그리고, 상기 서브-채널 할당 제어기(213)는 상기 채널 정보(209)를 이용하여 채널 상황에 따라 동적/적응적으로 서브-채널을 할당하도록 한다. 여기서, 본 발명의 실시예에 따른 서브-채널 할당기(212) 및 서브 채널 할당 제어기(213)의 동작은 하기에서 도 12a 내지 도 13을 참조하여 설명하기로 하므로 여기서는 그 설명을 생략하기로 한다.

상기 서브-채널 할당기(212)에서 출력된 서브-채널 신호들은 서브-채널 사상기(Sub-channel Mapper)(214)로 출력되고, 상기 서브-채널 사상기(214)는 사상 제어기(215)의 제어에 따라, 즉 데이터 전송속도에 따라 정해진 변조 방식대로 각 서브-채널의 변조를 위한 사상(mapping)을 수행한 후 그 사상된 신호를 서브-채널 스크램블러(Sub-channel Scrambler)(216)로 출력한다. 여기서, 상기 신호 사상은 예를 들면 BPSK(Binary Phase Shift Keying), QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), 16QAM(Quadrature Amplitude Modulation), 64QAM 등과 같은 신호로 사상할 수 있다. 상기 서브-채널 스크램블러(216)는 상기 서브-채널 사상기(214)에서 출력한 신호를 입력하고, 상기 입력된 신호를 스크램블러 코드 제어기(Scrambler code Control)(217)의 제어에 의해 발생되는 스크램블링 코드에 따라 스크램블링한 후 역고속 푸리에 변환기(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)(218)로 출력한다. 여기서, 상기 서브-채널 스크램블러(216) 및 스크램블러 코드 제어기(217)는 단순한 서브-채널에 대한 스크램블링을 수행하는 것이 아니라, 하나의 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌(symbol) 데이터는 몇 개의 스크램블링 코드에 의해 각각 스크램블링된 후 상기 역고속 푸리에 변환기(218)로 출력되는 것이다. 상기 도 2에는 상기 역고속 푸리에 변환기(218)가 단일하게 구성되어 있지만 상기 스크램블링 코드를 다수로 사용함에 따라 상기 역고속 푸리에 변환기(218)가 상기 스크램블링 코드수에 상응하게 구성된다. 이런 구조는 하기에서 도 14 및 도 15를 참조하여 설명하므로 그 상세한 설명은 여기서 생략하기로 한다. 이렇게 역고속 푸리에 변환된 서브-채널은 피크대 평균전력비 계산& 최소 피크대 평균 전력비 서브-채널 선택기(Calculate PAPR & Select Minimum)(219)로 출력된다. 물론 여기서, 상기 피크대 평균 전력비 계산& 최소 피크대 평균전력비 서브-채널 선택기(219)로 다수의 역고속 푸리에 변환기의 출력이 출력되었을 경우이다. 상기 피크대 평균 전력비 계산& 최소 피크대 평균전력비 서브-채널 선택기(219)는 상기 역고속 푸리에 변환기(218)에서 출력한 신호를 입력하여, 그 신호들의 피크대 평균 전력비를 계산하고, 그 각각의 역고속 푸리에 변환기들에서 출력한 신호들중 최소 피크대 평균 전력비를 가지고 있는 역고속 푸리에 변환기 출력을 선택한다. 그래서, 상기 선택된 최소 피크대 평균 전력비를 가지는 역고속 푸리에 변환기 출력에 해당하는 서브-채널들을 병렬/직렬 변환기(Parallel/Serial Converter)(220)로 출력한다. 즉, 하나의 직교 주파수 분할 다중 심벌 데이터는 각기 다른 스크램블링 코드에 의해 스크램블링된 후 각각 역고속 푸리에 변환을 한 후 그중 피크대 평균 전력비가 최소값을 가지는 시퀀스(sequence)를 선택하여 전송하게 된다. 본 발명의 실시예에서는 상기 피크대 평균 전력비를 감소시키기 위한 스크램블링 방식에 있어서, 시스템의 송신측에서 사용한 스크램블링 코드에 대한 부가 정보를 별도로 전송하지 않고서도 파일럿 서브-채널만을 이용하여 수신측에서 해당 시퀀스를 검출하는 것이 가능하도록 한다. 이와 같은 스크램블링 방식을 하기에서 도 14 및 도 15를 참조하여 설명하므로 여기서는 그 설명을 생략하기로 한다.

한편, 상기 병렬/직렬 변환기(220)는 상기 피크대 평균 전력비 계산& 최소 피크대 평균전력비 서브-채널 선택기(219)에서 출력한 병렬 형태의 다수의 서브-채널 신호를 직렬 형태($X(t)$)로 변환하여 출력한다. 상기 병렬/직렬 변환기(221)에서 출력된 신호는 송신 다이버시티기(Tx Diversity)(222)로 입력되고, 상기 송신 다이버시티기(222)는 상기 직렬형태의 신호 $X(t)$ 를 다수개, 일 예로 2개의 안테나로 전송하기 위한 송신 다이버시티를 수행한다. 여기서, 상기 송신 다이버시티기(222)는 상기 두개의 송신 안테나로 송신신호를 전송할 때 첫번째 안테나로는 동상(0 degree phase)의 신호를 전송하고, 두번째 안테나로는 트레이닝 심벌(training symbol) 구간 동안에 교번으로 신호를 전송하는 즉, 한번은 동상(0 degree phase)으로 신호를 전송하고 한번은 역상(180 degree phase)으로 신호를 전송하는 방식의 송신 다이버시티를 적용한다. 그래서, 이렇게 송신 다이버시티가 적용된 첫 번째 신호 $X_1(t)$ 를 첫 번째 안테나 AN T1(223)을 통해서 송신하고 상기 송신 다이버시티가 적용된 두 번째 신호 $X_2(t)$ 를 두 번째 안테나 ANT2(224)를 통해서 전송한다. 상기 본 발명의 실시예에 따른 상기 송신 다이버시티기(222)의 송신 다이버시티 방식은 하기에서 도 16을 참조하여 설명하기로 하므로 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

다음으로, 상기 도 2에서 설명한 본 발명의 실시예에 따른 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 구조에 따른 본 발명의 실시예들을 상세히 설명하기로 한다.

먼저, 본 발명의 리드-솔로몬 코딩 방식을 적용한 심벌 데이터에 대한 인터리빙 방식을 도 3 내지 도 8을 참조하여 설명하기로 한다.

도 3은 본 발명의 Reed-Solomon 코딩을 적용한 데이터 심벌 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 2에서 설명한 바와 같이 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 리드-솔로몬 코딩 방식을 적용할 때 시스템의 오류 정정 능력을 향상시키기 위해서는 상기 리드-솔로몬 방식으로 코딩된 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트(RS symbol element)를 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌의 동일 위치에 있는 서브-채널로 데이터가 배열되도록 해야 하는 것이다. 이러한 방식으로 인터리빙된 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌들을 수신측에서 디인터리빙하게 되면 전송채널 상에서 오류가 발생한 데이터를 리드-솔로몬 디코더의 하나의 리드-솔로몬 심벌에 배열되게 하므로 오류정정 능력을 개선하는 것이 가능하여, 특히 주파수 선택적 페이딩이 있는 경우 오류정정 능력을 더욱 향상시키는 것이 가능하게 되는 것이다.

상기 도 3에 도시한 리드-솔로몬 코딩을 적용한 데이터 심벌구조는 GF(2^{**8})이고 리드-솔로몬 입력 심벌이 k 이고, 리드-솔로몬 출력 심벌이 $n=48$ 이고, 오류정정능력 $t=(n-k)/2$ 인 리드-솔로몬 인코더(204)의 출력이다. 여기서, 상기 리드-솔로몬 인코더(204)의 출력은 하기 수식으로 표현가능하다.

$$GF(2^{**8}).(n, k, t) = (48, k, \frac{(n-k)}{2})$$

즉, 각각의 리드-솔로몬 블럭(RS block)[B1, B2, ..., B6,] (311~321)은 48개의 리드-솔로몬 심벌(RS symbol)[S1, S2, , S48]로 구성되어 있고, GF(2^{**8})을 사용하므로 각 리드-솔로몬 심벌은 8개의 리드-솔로몬 엘리먼트(RS element)[b1, b2, , b8]로 구성된다. 이런 구조를 가지는 상기 리드-솔로몬 인코더(204)의 출력은 도 4에 도시되어 있는 바와 같은 인터리버(205)로 출력된다.

상기 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 Reed-Solomon 코딩을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌을 인터리빙 하는 인터리버 구조를 도시한 도면이다.

상기 인터리버(205)는 상기 리드-솔로몬 인코더(204)에서 출력한 신호(411)를 입력하고, 상기 입력된 신호(411)를 직교주파수 분할 다중 신호와 인터리빙하여 출력한다. 여기서, 상기 입력된 신호(411)는 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 서브-채널들과 각각 매핑되도록 인터리빙된다. 상기 인터리버(205)의 인터리빙 동작에 따라 상기 리드

-솔로몬 인코더(204)에서 출력된 신호(411)가 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 심벌 데이터로 변환되어 배열되는 것이며, 상기 인터리빙 방식에 따라 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 심벌 데이터로 변환되어 배열되는 경우를 몇 가지 변조 방식들을 각각의 예로 하여 도 5내지 도 8을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 BPSK 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면이고, 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 QPSK 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면이고, 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 16QAM 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면이며, 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 64QAM 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면이다.

우선 상기 도 5에서는 BPSK 변조 방식을 사용하는 경우를 도시하였으며, 각 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌[O1, O2, O8](511~519)은 각각 48개의 서브-채널[C1, C2, C48]로 구성되어 있고, 상기 변조방식으로 BPSK 변조 방식을 사용하므로 각 서브-채널마다 1비트(bit)의 데이터를 수용한다. 상기 도 3에서 설명한 바와 같이 하나의 리드-솔로몬 블록, 예를 들면 리드-솔로몬 블록 B1(311)은 48x8 비트(bits)로 구성되어 있으며 상기 인터리버(205)를 거쳐 상기 도 5에 도시된 바와 같이 OFDM symbol[O1, O2, O8](511~519)에 배열된다. 상기 8개의 OFDM symbol(511~519)의 데이터 비트수는 역시 8x48 비트로 하나의 리드-솔로몬 블록 B1(311)과 동일하다. 그러면, 상기 인터리버(205)가 상기 리드-솔로몬 블록 B1(311)을 8개 OFDM 심벌(511~519)로 배열하는 방식을 설명하면 다음과 같다.

상기 인터리버(205)는 상기 리드-솔로몬 블록 B1(311)의 1번 리드 솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 엘리먼트[b1, b2, ..., b8]은 각각 8개의 OFDM symbol[O1, O2, O8](511~519)의 1번 서브-채널[O1-C1, O2-C1, O3-C1, ..., O8-C1]로 배열한다. 즉, B1-S1-b1은 O1-C1에 배열되고, B1-S1-b2는 O2-C1에 배열되고, B1-S1-b8은 O8-C1에 배열된다. 즉, 상기 인터리버(205)는 1번 리드-솔로몬 심벌의 8개 각 리드-솔로몬 엘리먼트를 8개 OFDM symbol의 1번 서브-채널로 배열이 되도록 인터리빙한다. 이렇게 인터리빙한 서브-채널 구조를 가지는 송신측에서 송신한 신호가 수신측에서 수신될 경우 상기 인터리빙에 대한 역과정, 즉 디인터리빙을 수행하는 관점에서 살펴보면, 상기 8개 OFDM symbol의 동일 서브-채널 데이터가 하나의 리드-솔로몬 심벌로 배열하는 것을 의미한다. 따라서 만약 전송채널 상에 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 재밍(jamming) 신호가 존재하는 경우, 상기 OFDM symbol의 특정한 서브-채널은 전송오류가 발생하게 되고, 이러한 특정한 서브-채널에서 발생한 전송오류는 디인터리빙 동작에 하나의 리드-솔로몬 심벌상에서 오류가 배열되도록 함으로써 다수의 리드-솔로몬 심벌상에 오류가 분산되어 있는 경우에 대비하여 오류 정정 능력이 최대4x1비트에서4x8비트로 확장되어 성능 향상이 되는 것이다.

상기 도 5에서는 BPSK 방식을 적용하는 경우를 일 예로 하여 본 발명의 실시예에 따른 인터리빙 방식을 설명하였다. 그러면 여기서 QPSK 방식을 적용하는 경우를 도 6을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 QPSK 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 6에 도시되어 있는 바와 같이, 각각의 OFDM symbol[O1, O2, , O8](611~619)은 48개의 서브-채널[C1, C2, , C48]로 구성되어 있고, 상기 QPSK 변조 방식을 사용함으로 각 서브-채널마다 2비트(bit)의 데이터를 수용한다. 상기 도 3에서 설명한 바와 같이, 2개의 리드-솔로몬 블록, 예를 들면 리드 솔로몬 블록 B1(311) 및 B2(313)는 4bit 비트(bits)로 구성되어 있으며, 상기 인터리버(205)는 상기 2개의 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313)를 인터리빙하여 8개 OFDM symbol [O1, O2,..., O8](611~619)에 배열한다. 상기 8개의 OFDM symbol(611~619)의 데이터 비트수는 역시 4bit 비트(8bits)로 2개의 상기 리드-솔로몬 블록 B1(311) 및 B2(313)과 동일하다. 그러면, 상기 인터리버(205)가 상기 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313)를 8개 OFDM 심벌(611~619)로 배열하는 방식을 설명하면 다음과 같다.

상기 인터리버(205)는 첫 번째 리드-솔로몬 블록 B1(311)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, , b8] 및 두 번째 리드-솔로몬 블록 B2(313)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, , b8]를 각각 8개의 OFDM symbol [O1, O2, , O8](611~619)의 첫번째 서브-채널[O1-C1, O2-C1, O3-C1, , O8-C1]로 배열한다. 즉, B1-S1-b1 및 B2-S1-b1은 O1-C1에 배열되고, B1-S1-b2 및 B2-S1-b2는 O2-C1에 배열되고, B1-S1-b8 및 B2-S1-b8은 O8-C1에 배열된다. 즉, 상기 인터리버(205)는 첫 번째 리드-솔로몬 블록 B1(311)과 두 번째 리드-솔로몬 블록 B2(313)에 있는 첫 번째 리드-솔로몬 심벌의 2x8개의 각각의 엘리먼트들을 8개 OFDM symbol의 첫번째 서브-채널로 배열이 되도록 인터리빙한다. 이렇게 인터리빙한 서브-채널 구조를 가지는 송신측에서 송신한 신호가 수신측에서 수신될 경우 상기 인터리빙에 대한 역과정, 즉 디인터리빙을 수행하는 관점에서 살펴보면, 8개 OFDM symbol의 동일 서브-채널 데이터가 하나의 리드-솔로몬 심벌로 배열하는 것을 의미한다. 따라서 만약 전송채널 상에 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 채팅 신호가 존재하는 경우, OFDM symbol의 특정한 서브-채널은 전송오류가 발생하게 되고, 이러한 특정한 서브-채널에서 발생한 전송오류는 디인터리빙 동작에 의해 특정한 하나의 리드-솔로몬 심벌내에만 배열되도록 함으로써 리드-솔로몬 코딩 방식의 오류 정정 능력을 향상시켜 시스템 성능을 향상시키게 된다.

상기 도 6에서는 QPSK 방식을 적용하는 경우를 일 예로 하여 본 발명의 실시예에 따른 인터리빙 방식을 설명하였다. 그러면 여기서 16QAM 방식을 적용하는 경우를 도 7을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 16QAM 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면이다.

먼저, 상기 도 7에 도시된 바와 같이 각 OFDM symbol[O1, O2, , O8](711~719)은 48개의 서브-채널[C1, C2, , C48]로 구성되어 있고, 16QAM 변조 방식을 사용하므로 각 서브-채널마다 4bit의 데이터를 수용한다. 상기 도 3에서 설명한 바와 같이 4개의 리드-솔로몬 블록, 예를 들면 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313), B3(315) 및 B4(317)는 4bit 비트(bits)로 구성되어 있다. 상기 인터리버(205)는 상기 4개의 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313), B3(315) 및 B4(317)를 OFDM symbol[O1, O2,..., O8](711~719)에 배열되도록 인터리빙한다. 여기서, 상기 8개의 OFDM symbol(711~719)의 데이터 비트수는 역시 4bit 비트(8bits)로 상기 4개의 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313), B3(315) 및 B4(317)와 동일하다. 그러면, 상기 인터리버(205)가 상기 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313), B3(315), B4(317)를 8개 OFDM 심벌(711~719)로 배열하는 방식을 설명하면 다음과 같다.

상기 인터리버(205)는 첫 번째 리드-솔로몬 블록 B1(311)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, , b8]와 두 번째 리드-솔로몬 블록 B2(313)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, , b8]와 세 번째 리드-솔로몬 블록 B3(315)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, , b8]과 네 번째 리드-솔로몬 블록 B4(317)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, , b8]를 각각 8개의 OFDM symbol [O1, O2, , O8](711~719)의 첫 번째 서브-채널 [O1-C1, O2-C1, O3-C1, , O8-C1]로 배열한다. 즉, B1-S1-b1과 B2-S1-b1과 B3-S1-b1과 B4-S1-b1은 O1-C1에 배열되고, B1-S1-b2과 B2-S1-b2과 B3-S1-b2과 B4-S1-b2는 O2-C1에 배열되고, B1-S1-b8과 B2-S1-b8과 B3-S1-b8과 B4-S1-b8은 O8-C1에 배열된다. 즉, 상기 인터리버(205)는 첫 번째, 두 번째, 세 번째 및 네 번째 리드-솔로몬 블록에 있는 첫 번째 리드-솔로몬 심벌의 4x8개 각 엘리먼트를 상기 8개 OFDM symbol의 첫 번째 서브-채널로 배열이 되도록 인터리빙 한다. 이렇게 인터리빙 한 서브-채널 구조를 가지는 송신측에서 송신한 신호가 수신측에서 수신될 경우 상기 인터리빙에 대한 역과정, 즉 디인터리빙을 수행하는 관점에서 살펴보면, 8개 OFDM symbol의 동일 서브-채널 데이터가 하나의 리드-솔로몬 심벌내에 배열하는 것을 의미한다. 따라서 만약 전송채널 상에 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 채팅 신호가 존재하는 경우, OFDM symbol의 특정한 서브-채널은 전송오류가 발생하게 되고, 이러한 특정한 서브-채널에서 발생한 전송오류는 디인터리빙 동작에 의해 하나의 리드-솔로몬 심벌로 배열되므로 리드-솔로몬 오류 정정 성능을 향상시키고, 따라서 시스템 성능이 향상된다.

상기 도 7에서는 16QAM 방식을 적용하는 경우를 일 예로 하여 본 발명의 실시예에 따른 인터리빙 방식을 설명하였다. 그러면 여기서 64QAM 방식을 적용하는 경우를 도 8을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 64QAM 방식을 적용한 직교주파수 분할 다중 방식 심벌 구조 및 서브-채널 배열 구조를 도시한 도면이다.

먼저, 상기 도 8에 도시된 바와 같이 각 OFDM symbol[O1, O2, , O8](811~819)은 48개의 서브-채널[C1, C2, , C48]로 구성되어 있고, 64QAM 변조 방식을 사용함으로 각 서브-채널마다 6비트의 데이터를 수용한다. 상기 도 3에서 설명한 바와 같이 6개의 리드-솔로몬 블록, 예를 들면 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313), B3(315), B4(317), B5(319) 및 B6(321)은 48x6 비트(bits)로 구성되어 있다. 상기 인터리버(205)는 상기 6개의 리드-솔로몬 블록들을 상기 8개 OFDM symbol[O1, O2, , O8](811~819)에 배열되도록 인터리빙 한다. 상기 8개의 OFDM symbol(811~819)의 데이터 비트 수는 역시 48x6 비트로 상기 6개의 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313), B3(315), B4(317), B5(319) 및 B6(321)과 동일하다. 그러면, 상기 인터리버(205)가 상기 리드-솔로몬 블록 B1(311), B2(313), B3(315), B4(317), B5(319), B6(321)를 8개 OFDM 심벌(811~819)로 배열하는 방식을 설명하면 다음과 같다.

상기 인터리버(205)는 첫 번째 리드-솔로몬 블록 B1(311)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, ..., b8]와 두 번째 리드-솔로몬 블록 B2(313)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, ..., b8]와 세 번째 리드-솔로몬 블록 B3(315)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, ..., b8]와 네 번째 리드-솔로몬 블록 B4(317)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, ..., b8]와 다섯 번째 리드-솔로몬 블록 B5(319)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, ..., b8]와 여섯 번째 리드-솔로몬 블록 B6(321)의 첫 번째 리드-솔로몬 심벌 S1의 8개 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트[b1, b2, ..., b8]를 각각 8개의 OFDM symbol [O1, O2, , O8] (811~819)의 첫번째 부채널[O1-C1, O2-C1, O3-C1, ..., O8-C1]로 배열한다. 즉, B1-S1-b1과 B2-S1-b1과 B3-S1-b1과 B4-S1-b1과 B5-S1-b1과 B6-S1-b1은 O1-C1에 배열되고, B1-S1-b2과 B2-S1-b2과 B3-S1-b2과 B4-S1-b2 과 B5-S1-b2과 B6-S1-b2는 O2-C1에 배열되고, B1-S1-b8과 B2-S1-b8과 B3-S1-b8과 B4-S1-b8 과 B5-S1-b8과 B6-S1-b8은 O8-C1에 배열된다. 즉, 상기 인터리버(205)는 첫 번째, 두 번째, 세 번째, 네 번째, 다섯 번째, 여섯 번째 리드-솔로몬 블록에 있는 첫 번째 리드-솔로몬 심벌의 6x8개 각각의 엘리먼트를 상기 8개 OFDM symbol의 첫번째 서브-채널로 배열이 되도록 인터리빙한다. 이렇게 인터리빙한 서브-채널 구조를 가지는 송신측에서 송신한 신호가 수신측에서 수신될 경우 상기 인터리빙에 대한 역과정, 즉 디인터리빙을 수행하는 관점에서 살펴보면, 8개 OFDM symbol의 동일 서브-채널 레이터가 하나의 리드-솔로몬 심벌로 배열하는 것을 의미한다. 따라서 만약 전송채널 상에 주파수 선택적 페이딩이나 협대역 채팅 신호가 존재하는 경우, OFDM symbol의 특정한 서브-채널은 전송오류가 발생하게 되고, 이러한 특정한 서브-채널에서 발생한 전송오류는 디인터리빙 동작에 의해 하나의 리드-솔로몬 심벌로 배열되므로 리드-솔로몬 오류 정정 능력을 향상시키고, 따라서 시스템 성능을 향상시킨다.

상기에서 설명한 바와 같이 본 발명의 실시예에 따른 리드-솔로몬 코딩 방식을 적용한 데이터 심벌을 OFDM 심볼의 각 서브-채널을 통해 인터리빙하여 전송함으로써, 수신측에서 상기 인터리빙된 OFDM 심벌을 수신할 경우 전송채널상에서 발생된 오류들이 디인터리빙을 통해 특정한 하나의 리드-솔로몬 심벌내에만 존재하도록 하여 리드-솔로몬 코딩 방식의 오류 정정 성능을 향상시킨다는 이점을 가진다.

다음으로, 본 발명의 서브-채널 반복 방식을 도 9내지 도 11을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 서브-채널 반복 전송은 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 전송할 하나의 데이터를 서로 다른 직교 주파수 분할 다중 방식 서브-채널에 반복 전송(repetitive transmission)하도록 하는 방식이다. 상기 서브-채널 반복 전송을 사용하면 전송 채널 상에서 발생하는 오류에 강하며, 또한 상기 반복 전송으로 인해 주파수 다이버시티를 획득하므로 주파수 선택적 페이딩 혹은 의도적/비의도적 간섭신호가 있는 열악한 채널 환경에서도 신뢰성 있는 통신을 제공할 수 있다. 또한 서브-채널 반복전송 시 대응되는 서브-채널은 시간에 따라 바꿔도록 할 수도 있는데, 즉 시간에 따라 입력데이터의 주파수를 시간에 따라 바꿔도록 함으로써 추가적인 주파수 다이버시티를 획득할 수 있다. 상기에서 설명한 서브-채널 반복 전송 방식을 하기 도 9 내지 도 11을 참조하여 설명하기로 한다.

도 9는 본 발명의 제1실시예에 따른 서브-채널 반복기 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 9에 도시되어 있는 바와 같이, 입력 데이터(900), 즉 B(1), B(2), B(3) 및 B(4)가 상기 서브-채널 반복기(911)로 입력되고, 상기 서브-채널 반복기(911)는 입력되는 데이터(900), 즉 B(1), B(2), B(3) 및 B(4)를 각각 4개의 서브-채널을 통해 반복하게 된다. 그리고 도시되어 있는 U(1) 내지 U(16)(913)은 각각 서브-채널을 나타낸다. 그래서 상기 도 9에 도시되어 있는 바와 같이 상기 입력 데이터 B(1)은 상기 서브-채널 U(1),U(5),U(9),U(13)으로 반복되고, 입력 데이터 B(2)는 상기 서브-채널 U(2),U(6),U(10),U(14)으로 반복되고, 입력 데이터 B(3)은 상기 서브-채널 U(3),U(7),U(11),U(15)으로 반복되고, 입력 데이터 B(4)은 상기 서브-채널 U(4),U(8),U(12),U(16)으로 반복된다. 그래서, 상기 최초 입력된 입력 데이터(900)는 상기 서브-채널 반복기(911)를 통해 서브-채널 반복되어 결국은 16개의 서브-채널 데이터[U(1), U(2), ..., U(16)](913)로 변환된다. 그리고 상기 서브-채널 데이터[U(1), U(2), ..., U(16)]는 각 서브-채널별로 사상기(Mapper)(915)에서 매핑되어 변조된다.

상기 도 9에서는 네 개의 입력 데이터가 각각 4개의 서브-채널들로 반복되고, 이렇게 반복된 서브-채널 데이터들을 각각 한 개의 사상기에서 매핑하여 출력하는 경우를 설명하였다. 그런데, 상기 도 9에서 설명한 서브-채널 데이터들에 대해서 각각 한 개의 사상기에서 매핑하는 것이 아니라 상기 서브-채널 데이터들을 묶어서 매핑하는 경우를 도 10에 도시하였다.

도 10은 본 발명의 제2실시예에 따른 서브-채널 반복기 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 10에 도시되어 있는 입력 데이터(1000)와, 서브-채널 반복기(1011) 및 서브-채널 데이터(1013)는 상기 도 9에서 설명한 입력 데이터(900)와, 서브-채널 반복기(911) 및 서브-채널 데이터(913)와 동일한 기능을 수행한다. 그러나 상기 도 9에서는 상기 서브-채널 데이터(913)를 각각에 대해서 사상기(915)가 각각 매핑을 수행하지만 상기 도 10에서는 상기 서브-채널 데이터(1013)를 각각에 대해서 사상기(1015)가 각각 매핑을 수행하는 것이 아니라 각각 서로 다른 반복데이터를 갖는 서브-채널 4개를 하나의 변조 심볼로하여 매핑한다. 그래서, 상기 서로 다른 반복데이터를 가지는 서브-채널 4개를 하나의 변조 심볼로하여 사상함으로써 상기 서브-채널 반복기(911)로 입력된 데이터수와 상기 서브-채널 반복을 거친후의 전체 서브-채널수는 4개로 동일하게 된다. 물론 상기 도 10에서는 상기 4개의 서브-채널 데이터들을 하나의 변조 심벌로 하여 매핑했지만, 2개의 서브-채널 데이터들을 하나의 변조 심벌로 하여 매핑함으로써 8개의 서브-채널로 매핑하는 것 역시 가능함은 물론이다.

상기 도 9 및 도 10에서 상기 서브-채널을 반복전송하는 구조를 설명하였다. 상기 서브-채널 반복 전송을 수행하는 상기 서브-채널 반복기 내부 구성을 도 11을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 11은 도 9 및 도 10의 서브-채널 반복기 내부 구성을 도시한 도면이다.

먼저, 소정 개수, 일 예로 M개의 입력데이터[B(1), B(2), ..., B(M)](1100)는 서브-채널 반복기(1111)로 입력된다. 그러면 상기 서브-채널 반복기(1111)는 서브-채널 반복 제어기(1113)의 제어에 의해 상기 입력 데이터(1100)를 반복한다. 상기 서브-채널 반복 제어기(1113)는 상기 서브-채널 반복을 채널 정보(CH INFO)(1115) 등을 이용하여 제어하며, 총 N개의 서브-채널 반복 제어 신호, 즉 x(1), x(2), x(3), ..., x(N)을 출력한다. 그러면 상기 서브-채널 반복기(1111)는 상기 서브-채널 반복 제어기(1113)에서 출력한 서브-채널 반복 제어 신호에 따라 상기 입력 데이터(1100)를 서브-채널 반복하여 서브-채널 데이터(1119)로 출력한다. 이를 좀 더 상세히 설명하기 위해 일 예로 출력되는 서브-채널 데이터 U(1)의 변환 및 출력과정을 설명하기로 한다. 상기 서브-채널 반복기(1111)는 소정 개수, 즉 N 개의 선택기(Selector)들을 구비하며, 일 예로 첫 번째 선택기(1121)는 상기 입력데이터(1100)를 입력데이터(1123)로 하여, 즉 M개의 입력데이터(1123) 중 하나를 선택하여 출력 서브-채널 데이터 U(1)로 변환하여 출력하게 된다. 그리고, 상기 선택기(1121)에서 상기 입력데이터(1123) 중 어느 데이터를 서브-채널 데이터로 변환하는가 하는 것은 상기 서브-채널 반복 제어기(1113)에서 출력한 서브-채널 반복 제어 신호중 첫 번째 서브-채널 반복 신호인 x(1)(1117)의 제어에 따라 수행되는 것이다.

상기 도 9 내지 도 11에서는 본 발명의 제2실시예에 따른 서브-채널 반복 전송 방식에 다르면 하나의 입력데이터를 다수의 서로 다른 서브-채널에 반복 전송하므로 전송채널 상에서 발생하는 오류에 강하며, 주파수 다이버시티를 획득할 수 있으므로 주파수 선택적 페이딩이나 의도적/비의도적 간섭신호가 있는 열악한 채널 환경에서도 신뢰성 있는 통신을 제공할 수 있다. 또한 반복전송 시 대응되는 서브-채널은 시간에 따라 변하도록 설정할 수도 있음은 물론이며, 이 경우 추가적인 주파수 다이버시티를 획득하는 것이 가능하게 된다.

다음으로 본 발명의 제3실시예에 따른 서브-채널을 동적, 적응적으로 할당하는 방식을 도 12a 내지 도 13을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 12a-12b는 본 발명의 일 실시예에 따른 주파수 천이를 위한 서브-채널 할당 구조를 도시한 도면으로서, 특히 서브-채널 할당을 동적, 적응적으로 할당하는 구조를 도시한 도면이다.

상기 도 12a에 도시되어 있는 바와 같이 임의의 시점, 일 예로 $t=t_1$ 시점에서 서브-채널 할당기(1211)로 입력되는 서브-채널 데이터[R(1), R(2), ..., R(8)](1213)은 8개의 서브-채널을 구성한다. 그래서, 이런 입력되는 서브-채널 데이터(1213)는 상기 서브-채널 할당기(1211)에서 각각 동적으로 그 서브-채널이 할당되어 8개의 출력 서브-채널 [A(1), A(2), ..., A(8)](1215)로 출력된다. 일 예로, 상기 임의의 시점 $t=t_1$ 에서 첫 번째 입력 서브-채널 데이터 R (1)는 상기 서브-채널 할당기(1211)에 의해 상기 출력 서브-채널(1215) 중 세 번째 출력 서브-채널 A(3)로 할당 된다. 그런데, 상기 도 12b에 도시되어 있는 바와 같이 상기 임의의 시점 $t=t_1+1$ 시점 이후의 시점, 일 예로 $t=t_2$ 시점에서 상기 서브-채널 할당기(1211)는 상기 입력되는 서브-채널 데이터(1213)를 상기 도 12a에서 동적 할당한 바와는 또 다르게, 즉 주파수 천이가 발생하도록 할당되어 8개의 서브-채널[A(1), A(2), ..., A(8)](1250)로 출력된다. 결국 $t=t_2$ 시점과 $t=t_1$ 시점에서 서브-채널 할당이 다르게 되고, 결국, 상기 서브-채널 할당이 변화된다 함은 상기 서브-채널의 주파수면에서 천이가 발생함을 의미하는 것이고, 그러므로 상기 서브-채널의 주파수 천이에 따른 효과가 발생하게 되는 것이다.

그러면, 상기 도 12a 및 도 12b에서 설명한 서브-채널 동적, 적응적 할당을 제어하는 서브-채널 할당기 내부 구성을 도 13을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 서브-채널 할당기 내부 구성을 도시한 도면이다.

우선, 소정 개수의 입력 서브-채널 데이터, 일 예로 K개의 입력 서브-채널 데이터[R(1), R(2), ..., R(K)](1311)는 서브-채널 할당기(1313)로 입력된다. 그러면, 상기 서브-채널 할당기(1313)는 상기 입력되는 서브-채널 데이터(1311)를 동적으로 서브-채널 할당하게 된다. 여기서, 상기 서브-채널 할당기(1313)의 동적 서브-채널 할당은 서브-채널 할당 제어기(1315)의 제어에 따라 수행되는 것이며, 상기 서브-채널 할당기(1313)는 채널 정보(CH INFO)(1317)에 따라 상기 서브-채널 동적 할당을 제어하는 것이다. 상기 서브-채널 할당 제어기(1315)는 소정 개수, 즉 K개의 서브-채널 할당 제어 신호, 즉 $n(1), n(2), \dots, n(K)$ 를 상기 서브-채널 할당기(1311)로 출력하고, 그러면 상기 서브-채널 할당기(1311)는 상기 서브-채널 할당 제어 신호에 따라 입력 서브-채널 데이터를 해당 출력 서브-채널로 할당한다. 이를 좀 더 상세하게 설명하기 위해 일 예로 출력 서브-채널의 첫 번째 서브-채널(1319)의 할당 과정을 살펴보기로 한다. 먼저, 상기 입력되는 서브-채널 데이터(1311)를 입력 데이터(1321)로 하여 선택기(Selector)(1323)가 상기 서브-채널 할당 제어기(1315)의 제어에 따라 상기 K개의 입력 서브-채널 데이터(1321) 중 하나를 선택하여 출력 서브-채널 A(1)(1319)로 할당한다. 여기서, 상기 선택기(1323)는 상기 서브-채널 할당 제어기(1315)에서 발생한 첫 번째 서브-채널 할당 제어 신호 $n(1)(1325)$ 를 이용하여 해당 출력 서브-채널을 할당한다.

상기 도 12a 내지 도 13에서 설명한 바와 같이 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 서브-채널을 고정적으로 할당하지 않고, 시간에 상응하도록 혹은 특정한 부호패턴에 따라서 상기 서브-채널 할당을 변화하도록 함으로써 동적 할당을 하고, 또한 채널상황에 따라 상기 서브-채널을 적응적으로 할당하여 주파수 다이버시티를 획득한다. 그러므로, 시스템 성능이 향상되며, 상기 본 발명의 제2실시예에서 설명한 서브-채널 반복 전송방식과 상기 본 발명의 제3실시예에서 설명한 서브-채널 할당 방식을 결합하여 전송할 경우 주파수 다이버시티 면에서 더욱 좋은 성능 향상이 있음은 물론이다.

다음으로 본 발명의 제4실시예에 따른 별도의 부가 정보 전송을 필요로하지 않는 최소 PAPR 서브 채널 선택 전송 방식을 도 14내지 도 16을 참조하여 설명하기로 한다.

도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 최소 PAPR 선택 서브-채널 송신기 구조를 도시한 도면이다.

우선, K개의 입력 서브-채널 $[M(1), M(2), \dots, M(p1), \dots, M(p2), \dots, M(p3), \dots, M(p4), \dots, M(k)]$ (1411)에는 4개의 파일럿 서브-채널 (pilot sub-channel) $[M(p1), M(p2), M(p3), M(p4)]$ 이 포함되어 있다고 가정하기로 한다. 여기서, 상기 파일럿 서브-채널이 전송되는 위치는 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템 내에 미리 결정되어 있다.

첫 번째 패스(path)는 상기 K개의 서브-채널 (1411) 데이터 중 파일럿 서브-채널 데이터 $[M(p1), M(p2), M(p3), M(p4)]$ 는 승산기 (1413)로 입력되고, 상기 승산기 (1413)는 파일럿 스크램블링 코드 (pilot scrambling code) 발생기 (Generator) (1415)에서 발생한 제1 파일럿 스크램블링 코드 $Cp1(1417)$ 와 각각 곱해져서 위상 변조된다. 여기서, 상기 제1 파일럿 스크램블링 코드 $Cp1(1417)$ 은 일 예로 $Cp1=[1, 1, 1, 1]$ 의 구조를 가진다. 이렇게 위상변조된 파일럿 서브-채널 $[M(p1), M(p2), M(p3), M(p4)]$ 을 포함한 상기 K개의 서브-채널 (1411)은 스크램블링 코드 (scrambling code) 발생기 (1419)에서 발생한 제1 스크램블링 코드 (1421) $[c1(1), c1(2), \dots, c1(K)]$ 와 각각 스크램블러 (scrambler) (1423)에서 스크램블링 (scrambling) 된다.

두 번째 패스는 상기 K개의 서브-채널 (1411) 데이터 중 상기 파일럿 서브-채널 데이터 $[M(p1), M(p2), M(p3), M(p4)]$ 가 승산기 (1425)로 입력되고, 상기 승산기 (1425)는 상기 파일럿 스크램블링 코드 발생기 (1415)에서 발생한 제2 파일럿 스크램블링 코드 $Cp2(1427)$ 와 상기 서브-채널 데이터 $[M(p1), M(p2), M(p3), M(p4)]$ 와 곱해 위상변조하여 출력한다. 여기서, 상기 제2 파일럿 스크램블링 코드 $Cp2(1427)$ 은 일 예로 $Cp2=[-1, -1, -1, -1]$ 의 구조를 가진다. 이렇게 상기 위상변조된 서브-채널 데이터 $[M(p1), M(p2), M(p3), M(p4)]$ 를 포함한 상기 K개의 서브-채널 데이터 (1411)는 상기 스크램블링 코드 발생기 (1415)에서 발생한 제2 스크램블링 코드 $[c2(1), c2(2), \dots, c2(K)]$ (1429)와 각각 스크램블러 (1431)에서 스크램블링 된다.

이렇게 첫 번째 패스와 두 번째 패스에서 생성된 서브-채널 데이터들, 즉 상기 승산기 (1423)와 상기 승산기 (1431)에서 출력되는 각각의 출력 신호들, 즉 상기 승산기 (1423)에서 출력되는 서브-채널 데이터 $[S0(1), S0(2), \dots, S0(K)]$ 와 상기 승산기 (1431)에서 출력되는 서브-채널 데이터 $[S1(1), S1(2), \dots, S1(K)]$ 은 각각 역고속 푸리에 변환기 (IFFT) (1433) 및 역고속 푸리에 변환기 (1435)에서 역고속 푸리에 변환된다. 이렇게 역고속 푸리에 변환된 서브-채널 데이터들, 즉 상기 역고속 푸리에 변환기 (1433)에서 출력된 서브-채널 데이터 $[s0(1), s0(2), \dots, s0(K)]$ 과 상기 역고속 푸리에 변환기 (1435)에서 출력된 서브-채널 데이터 $[s1(1), s1(2), \dots, s1(K)]$ (1439)는 각각 피크대 평균전력비 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) 계산기 (1441), (1443)로 입력된다. 상기 피크대 평균전력비 계산기 (1441)는 상기 역고속 푸리에 변환기 (1433)에서 출력된 서브-채널 데이터 (1437)들의 피크대 평균 전력비를 계산하여 그 피크대 평균 전력비 PAPR($s0$)를 비교기 (1445)로 출력한다. 그리고, 상기 피크대 평균 전력비 계산기 (1443)는 상기 역고속 푸리에 변환기 (1435)에서 출력된 서브-채널 데이터 (1449)들의 피크대 평균 전력비를 계산하여 그 피크대 평균 전력비 PAPR($s1$)를 상기 비교기 (1445)로 출력한다. 그러면 상기 비교기 (1445)는 상기 피크대 평균 전력비 계산기 (1441) 및 (1443)에서 출력되는 각각의 피크대 평균 전력비를 비교하여 그중 더 낮은 피크대 평균 전력비를 가지는 값 (MINIPAPR) (1447)을 선택하여 선택기 (1449)로 출력한다. 그러면, 상기 선택기 (1449)는 상기 비교기 (1445)에서 출력한 MINIPAPR (1447) 값을 가지고서 상기 역고속 푸리에 변환기 (1433)에서 출력되는 서브-채널 데이터 (1437) 및 역고속 푸리에 변환기 (1435)에서 출력되는 서브-채널 데이터 (1439) 중 상기 더 낮은 피크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널 데이터를 선택하고, 그 선택된 서브-채널 데이터들을 병렬/직렬 변환기 (1451)로 출력한다. 그러면, 상기 병렬/직렬 변환기 (1451)는 상기 병렬 형태로 입력된 서브-채널 데이터를 직렬 형태로 변환하여 출력한다. 상기 본 발명의 일 실시예에서는 파일럿 스크램블링 코드와 스크램블링 코드가 각각 2개씩 생성된 경우를 일 예로 하여 설명하였으나, 상기 파일럿 스크램블링 코드 및 스크램블링 코드의 개수는 확장가능하다.

여기서, 상기 파일럿 스크램블링 코드 및 스크램블링 코드가 4개인 경우를 일 예로 하여 도 15 및 도 16을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 15는 도 14의 송신기 구조에서 역고속 푸리에 변환기를 확장한 최소 PAPR 선택 서브-채널 송신기 구조를 도시한 도면이다.

먼저, 4개의 스크램블링 코드에 대한 정보를 4개의 파일럿 서브-채널에 전송하기 위해서 4개의 파일럿 스크램블링 코드는 제1파일럿 스크램블링 코드 $Cp1 = [1, 1, 1, 1]$, 제2파일럿 스크램블링 코드 $Cp2 = [-1, -1, -1, -1]$, 제3파일럿 스크램블링 코드 $Cp3 = [j, j, j, j]$, 제4파일럿 스크램블링 코드 $Cp4 = [-j, -j, -j, -j]$ 로 생성된다. 여기서, 상기 파일럿 스크램블링 코드 및 스크램블링 코드는 상기 송신기 및 수신기 모두에서 미리 알고 있는 값이다.

상기 설명한 도 15에서 일 예로 제3 스크램블링 코드 Cd3에 의한 서브-채널 데이터가 최소 피크대 평균 전력비를 갖는다고 가정할 경우, 상기 도 15에서 파일럿 서브-채널 데이터 [1 1 1 -1] (1513)은 상기 제3파일럿 채널 스크램블링 코드 Cp3=[j j j j]와 스크램블링된 [j j j -j]가 되고, 설명의 편의상 파일럿 채널이 위치하는 곳의 스크램블링 코드가 [1 1 1 1]이라고 가정하면(물론 임의 값 [j 1 1 j] 등도 가능하다), 결국 전송되는 파일럿 서브-채널 데이터는 [j j j -j] 형태로 전송되게 되는 것이다.

그러면 살기 도 15에서 설명한 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 도 16을 참조하여 설명하기로 한다.

상기 도 16은 도 15의 최소 PAPR 선택 서브-채널 송신기 구조에 상응하는 수신기 구조를 도시한 도면이다.

무선 채널로부터 수신되는 신호는 주파수 동기 획득부(1611)로 입력되고, 상기 주파수 동기 획득부(1611)는 대략적 주파수 동기 및 미세 주파수 동기를 수행하여, 상기 송신기와 수신기간 주파수 동기를 획득한 후 그 주파수 동기된 채널 데이터를 고속 푸리에 변환기(FFT: Fast Fourier Transform)(1613)로 출력한다. 그러면 상기 고속 푸리에 변환기(1613)는 상기 주파수 동기 획득부(1611)에서 출력된 채널 데이터를 고속 푸리에 변환하여 채널 추정 및 등화기(1615)로 출력한다. 상기 채널 추정 및 등화기(1615)는 상기 고속 푸리에 변환기(1613)에서 출력한 신호를 입력하여 채널 추정(channel estimation) 및 등화(equalization)를 수행한다. 상기 채널 추정 및 등화기(1615)에서 출력된 데이터는

터는 파일럿 추출기(1617)로 입력되고, 상기 파일럿 추출기(1617)는 파일럿 서브-채널 데이터를 추출한다. 여기서, 상기 수신되는 채널 신호중 파일럿 서브-채널 데이터가 존재하는 위치는 상기 송신기와 수신기간에 미리 결정되어 있다.

그리고 스크램블링 코드 발생기(1619)는 상기 송신기에서 사용한 것과 동일한 스크램블링 코드, 즉 제1스크램블링 코드 Cd1, 제2 스크램블링 코드 Cd2, 제3스크램블링 코드 Cd3 및 제4스크램블링 코드 Cd4를 발생한다. 이렇게 발생된 스크램블링 코드들은 파일럿 추출기(1621)로 출력되고, 상기 파일럿 추출기(1621)는 파일럿 채널 데이터, 즉 Cdp1, Cdp2, Cdp3 및 Cdp4만을 추출하고, 상기 각 파일럿 채널 데이터는 복소 컨쥬게이트(complex conjugate) 연산기(1623)에서 복소 컨쥬게이트(complex conjugate) 취해진다. 이렇게 상기 복소 컨쥬게이트 연산기(1623)에서 출력된 신호들은 상기 파일럿 추출기(1617)에서 출력된 신호와 승산기(1625)에서 곱해져 스크램블링 코드 영향이 제거된 파일럿 채널 데이터 형태, 즉 $[j\ j\ j\ -j]$, $[j\ j\ j\ -j]$, $[j\ j\ j\ -j]$ 및 $[j\ j\ j\ -j]$ 가 된다.

그리고 파일럿 스크램블링 코드 발생기(1627)는 역시 상기 송신기에서 사용한 파일럿 스크램블링 코드와 동일한 파일럿 스크램블링 코드, 즉 제1파일럿 스크램블링 코드 Cp1 = $[1, 1, 1, 1]$, 제2파일럿 스크램블링 코드 Cp2 = $[-1, -1, -1, -1]$, 제3파일럿 스크램블링 코드 Cp3 = $[j, j, j, j]$ 및 제4파일럿 스크램블링 코드 Cp4 = $[-j, -j, -j, -j]$ 를 발생한다. 상기 파일럿 스크램블링 코드 발생기(1627)에서 발생한 상기 4개의 파일럿 스크램블링 코드들은 각각 복소 컨쥬게이트 연산기(1629)에서 복소 컨쥬게이트 취해져 Cp1*, Cp2*, Cp3* 및 Cp4*로 생성되고, 이렇게 복소 컨쥬게이트 취해진 값들은 각각 승산기(1631)로 출력된다. 상기 승산기(1631)는 상기 승산기(1625)에서 출력된 신호들과 상기 복소 컨쥬게이트 연산기(1629)에서 출력된 신호들을 각각 곱하여 파일럿 스크램블링 코드 영향까지도 제거된 4개의 신호 $[j\ j\ j\ -j]$, $[-j\ -j\ -j\ j]$, $[1\ 1\ 1\ -1]$ 및 $[-1\ -1\ -1\ 1]$ 가 된다.

그리고 파일럿 채널 데이터 발생기(1635)는 상기 송신기에서 발생한 파일럿 채널 데이터와 동일한 파일럿 채널 데이터, 즉 $[1\ 1\ 1\ -1]$ 를 발생하고, 상기 발생된 파일럿 채널 데이터 $[1\ 1\ 1\ -1]$ 는 복소 컨쥬게이트 연산기(1637)에서 복소 컨쥬게이트 취해져서 $[1\ 1\ 1\ -1]$ 이 된다. 이렇게 복소 컨쥬게이트 취해진 데이터 $[1\ 1\ 1\ -1]$ 은 승산기(1639)로 출력되고, 상기 승산기(1639)는 상기 승산기(1631)에서 출력된 데이터들과 상기 복소 컨쥬게이트된 파일럿 채널 데이터를 곱하여 상기 파일럿 채널 데이터 영향까지도 완전히 제거된 4개의 신호 $[j\ j\ j\ j]$, $[-j\ j\ j\ j]$, $[1\ 1\ 1\ 1]$, $[-1\ 1\ 1\ 1]$ 가 된다.

상기 도 16에서 설명한 바와 같이 4개의 파일럿 스크램블링 코드를 사용하는 경우 최종 처리된 파일럿 채널 데이터는 $[j\ j\ j\ j]$, $[-j\ -j\ -j\ -j]$, $[1\ 1\ 1\ 1]$, $[-1\ -1\ -1\ -1]$ 와 같이, 상기 4개 신호의 4개 엘리먼트(element)가 모두 항상 같은 값을 가지는 특성이 있으며, 상기 4개의 신호들 간에는 각각 90도(degree)의 위상 차이를 가지는 특성이 있다. 또한 이때 상기 송신기에서 4개의 스크램블링 코드에 의해 스크램블링하고, 역고속 푸리에 변환하여 최소 피크대 평균 전력비를 가지는 특정한 서브-채널 데이터만을 선택하여 전송하였을 때 상기 사용한 특정 스크램블링 코드의 브랜치(branch)는 $[1\ 1\ 1\ 1]$ 의 특성을 갖도록 되어 있다. 따라서 수신기에서는 상기 4개 신호를 이용하여 $[1\ 1\ 1\ 1]$ 에 가장 가까운 브랜치를 결정하여 송신기에서 사용한 스크램블링 코드를 식별하는 것이 가능하다. 그래서, 상기 도 16에서는 상기 $[1\ 1\ 1\ 1]$ 에 가장 가까운 브랜치는 세번쩨이고 따라서 송신기에서 제3스크램블링 코드 Cd3을 이용하여 스크램블링 하였음을 검출할 수 있게 되는 것이다. 결정 및 스크램블링 코드 정보 검출기(1641)는 상기에서 설명한 바와 같이 송신기에서 사용한 스크램블링 코드를 결정하는 역할을 한다. 그래서, 상기 결정 및 스크램블링 코드 정보 검출기(1641)에서 일단 사용한 스크램블링 코드가 결정되면 스크램블링 코드 선택기(1643)는 상기 결정 및 스크램블링 코드 정보 검출기(1641)에서 검출한 스크램블링 코드 정보에 따라 상기 스크램블링 코드 발생기(1619)에서 발생하는 스크램블링 코드중 해당 스크램블링 코드를 선택하여 승산기(1645)로 출력한다. 상기 승산기(1645)는 상기 채널 추정 및 등화기(1615)에서 출력한 신호와 상기 선택된 해당 스크램블링 코드를 곱하여 복조기(1647)로 출력한다. 상기 복조기

(1647)는 상기 승산기(1645)에서 출력된 데이터를 입력하여 복조하여 상기 송신기에서 전송한 원래 데이터로 복조해낸다.

그러므로, 상기 도 14 내지 도 16에서 설명한 바와 같이 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 피크대 평균 전력비를 감소시키기 위해서 다수의 스크램블링 코드를 사용하여 스크램블링 한 후, 이를 역고속 푸리에 변환하여 그 결과 상기 피크대 평균 전력비가 최소가 되는 서브-채널 데이터를 선택하여 전송하는데, 이때 상기 스크램블링 코드에 대한 부가 정보는 별도로 전송하지 않아도 수신단에서 다수의 파일럿-서브 채널을 복조하여 어떤 스크램블링 코드가 사용되었는지를 식별하는 것이 가능하다. 따라서 본 발명의 제4실시예에 따른 전송 방식을 이용하면 추가의 부가정보 전송이 없으므로 전송효율도 그대로 유지할 수 있고 또한 수신기에서 부가정보에 대한 복조를 수행하지 않고서도 스크램블링 코드 정보 추출이 가능하므로 수신기 구조가 간단해진다.

다음으로, 본 발명의 제5실시예에 따른 송신 안테나 다이버시티 전송 방식을 도 17을 참조하여 설명하기로 한다.

도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신 다이버시티 구조를 도시한 도면이다.

입력신호 $x(t)$ (1701)는 2개의 패스(path)로 전달되는데 첫 번째 경로로 전달되는 신호(1702)는 상기 입력 신호 $x(t)$ (1701)과 동상이 되도록 zero degree phase(1704) 오프셋(offset)을 갖도록 하여 첫 번째 송신 안테나 안테나(1708)를 거쳐 송신신호 $x1(t)$ (1710)로 송출된다. 그리고 두 번째 패스로 전달되는 신호(1703)는 또 한번 2개의 경로로 전달되는데 하나는 동상인 zero degree phase(1705) 오프셋을 갖도록 하며 다른 하나는 역상인 180 degree phase(1706) 오프셋을 가지도록 한다. 그래서 상기 동상 오프셋을 가지는(1705) 신호 및 역상 오프셋을 가지는(1706)신호의 출력은 스위치(switch)(1707)에서 트레이닝 심벌(training symbol) 구간 동안에 교대로 선택되어 출력된다. 상기 스위치(1707)에서 선택된 신호는 두 번째 안테나(1709)를 거쳐 송신신호 $x2(t)$ (1711)로 송출된다. 상기 첫 번째 안테나(1708) 출력신호 $x1(t)$ (1710)는 전송 채널 $h1(t)$ 인 경로(1712)를 통해서 수신단 안테나(1714)에 수신되고, 두 번째 안테나(1709) 출력신호 $x2(t)$ (1711)는 전송 채널 $h2(t)$ 인 경로(1713)를 통해서 수신단 안테나(1714)에 수신된다. 수신단 안테나(1714) 출력신호는 수신단 신호처리기(1715)로 입력되어 2개 전송 채널 경로에 대한 채널 추정 및 채널 보상을 수행한 후 데이터를 복조하게 된다.

상기에서 기술한 송신 다이버시티(Tx diversity) 구조에 대해 구체적으로 설명하기로 한다.

임의의 시점 $t=t1$ 및 $t=t2$ 에서 상기 2개의 안테나(1708) 및 (1709)로 송출되는 신호, 즉 $x1(t)$ (1710) 및 $x2(t)$ (1711)는 다음과 같다.

$$x1(t) = x(t) \text{ at time } t=t1$$

$$x1(t) = x(t) \text{ at time } t=t2$$

$$x2(t) = x(t) \text{ at time } t=t1$$

$$x2(t) = -x(t) \text{ at time } t=t2$$

그리고, 수신단에서 수신한 신호는 다음과 같다.

수학식 1

$$r(t) = h1(t) * x1(t) + h2(t) * x2(t) \text{ at time } t=t1$$

수학식 2

$$r(t) = h1(t) * x1(t) + h2(t) * (-x2(t)) \text{ at time } t=t2$$

상기 수학식 1 및 수학식 2에서 상기 "*"는 컨벌루션(convolution)을 의미한다. 그런데 전송프레임(frame)에서 채널 추정을 위해서 트레이닝 구간 동안에는 동일한 트레이닝 심벌을 전송한다고 가정하면, 상기 시간 $t=t1$ 및 $t=t2$ 에서의 신호 $x(t1)$ 및 $x(t2)$ 는 동일한 신호가 된다.

즉, 상기 트레이닝 구간 동안에는 상기 수학식 1 및 수학식 2가 각각 수학식 3 및 수학식 4로 표현된다.

수학식 3

$$r_{u,v}(t) = h1(t) * x_v(t) + h2(t) * x_v(t)$$

수학식 4

$$r_{v,u}(t) = h1(t) * x_u(t) - h2(t) * x_u(t)$$

상기 수학식 3 및 수학식 4에서 및 는 각각 시간 $t=t1$ 및 $t=t2$ 에서 수신한 트레이닝 심벌이며, 는 트레이닝 심벌 구간 동안에 송신한 신호이다.

그래서, 상기 수학식 3 및 수학식 4를 이용하여 전송 함수(transfer function)를 구하면 다음 수학식 5 및 수학식 6과 같다.

수학식 5

$$R_{u,v} = (H1 + H2)X_v$$

수학식 6

$$R_{v,u} = (H1 - H2)X_u$$

그러므로, 상기 수학식 5 및 수학식 6을 이용하면 상기 2개 경로의 각 전송 채널에 대한 전송 함수를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H1 = \frac{1}{2} \frac{1}{X_v} (R_{u,v} + R_{v,u})$$

$$H2 = \frac{1}{2} \frac{1}{X_v} (R_{u,v} - R_{v,u})$$

따라서, 상기에서 구해진 2개의 전송 채널에 대한 특성을 가지고서 상기 트레이닝 심벌 구간 이후 수신되는 데이터 심벌에 대해서 적용하면 시스템 성능을 향상시키게 된다. 그러므로, 본 발명의 제5실시예에 따른 송신 안테나 다이버시티 방식을 사용하면 송신단에서 2개의 안테나를 통해 각각 전송되는 각 전송경로에 대한 채널을 추정할 수 있다. 따라서 2개의 각 전송채널에 대한 추정 결과를 이용하여 데이터를 처리 및 복조를 하면 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

발명의 효과

상술한 바와 같은 본 발명은 다음과 같은 이점을 가진다.

첫 번째로, 본 발명의 제1실시예에서 직교주파수 분할 다중 통신 시스템의 전송 채널 상에서 오류가 발생한 데이터를 상기 리드-솔로몬 코딩 방식을 적용한 심벌(symbol)들 중 특정한 하나의 심벌에 집합 배열되도록 데이터 심벌을 인터리빙(interleaving)/디인터리빙(deinterleaving)을 수행하도록 하여 결국, 하나의 리드-솔로몬 심벌에 있는 각 데이터들을 다수의 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌의 동일 서브-채널에 위치하도록 하여 인터리빙 및 디인터리빙을 수행하여 주파수 선택적 페이딩에 대한 오류 정정 능력을 향상시키도록 한다는 이점을 가진다.

두 번째로, 본 발명의 제2실시예에서 직교 주파수 분할 다중 통신 시스템에서 서로 다른 다수의 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템의 서브-채널에 대해서 반복전송(repetitive transmission)을 적용하여 주파수 다이버시티(frequency diversity)를 획득하는 것이 가능하게 한다는 이점을 가진다. 그래서 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)이나 의도적/비의도적 간섭신호가 있는 열악한 채널 환경에서도 신뢰성 있는 데이터 통신을 제공하고, 또한 반복전송 시 대응되는 서브-채널은 시간에 대응하여 변화하도록 매핑하는 것이 가능하여 결과적으로 추가적인 주파수 다이버시티를 획득하는 것을 가능하게 한다는 이점을 가진다.

세 번째로, 본 발명의 제3실시예에서 직교 주파수 분할 다중 통신 시스템의 서브-채널 할당, 즉 서브-채널 매핑을 고정적으로 하지 않고 특정한 부호패턴이나 혹은 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 시스템에서 미리 설정되어 있는 약속된 패턴(pattern)으로 시간에 따라 변화하여 동적으로 수행하거나 혹은 상기 서브-채널 할당을 채널 상황에 따라 적응적으로 할당하도록 하여 서브-채널 주파수가 고정적이지 않고 유동성을 가지므로 주파수 다이버시티를 획득하게 된다는 이점을 가진다.

네 번째로, 본 발명의 제4실시예에서 직교 주파수 분할 다중 통신 시스템에 있어서 송신측에서 별도의 부가정보를 전송하지 않고서도 다수의 스크램블링 코드(scrambling code)를 이용하여 피크대 평균전력비(PAPR: Peak to Average Power Ratio)가 최소화된, 즉 선택된 서브 채널을 수신측에서 검출하도록 함으로써, 송신단의 전력 증폭기(PA: Power Amplifier)의 부담을 줄일 수 있으므로 전력 증폭기 구현을 용이하게 한다는 이점을 가진다. 또한, 상기 스크램블링 코드에 대한 부가 정보를 별도로 송신하지 않아도 파일럿 서브-채널을 통해 상기 송신측에서 선택한 서브-채널을 검출하는 것이 가능하도록 하기 때문에, 수신기 하드웨어 구조가 간단해 진다는 이점을 가진다.

다섯 번째로, 직교 주파수 분할 다중 통신 시스템에서 송신 안테나(antenna)에 대해서 다이버시티를 적용할 때 수신측에서 서로 다른 전송 채널에 대한 특성을 추정할 수 있도록 트레이닝 심벌(training symbol) 구간 동안에 서로 위상을

교번하도록 송신 안테나 다이버시티를 구현하여 송신측에서 2개의 안테나를 통해 각각 전송되는 각 전송경로에 대해 수신측에서 채널을 추정하는 것이 가능하여, 상기 각 전송 채널에 대한 추정결과를 이용하여 데이터 처리 및 복조를 수행함으로써 시스템의 성능을 향상시킨다는 이점을 가진다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 여러 정정 능력을 개선시키기 위한 시스템에 있어서,

입력 정보 데이터를 리드솔로몬 인코딩하여 각각이 제1개수의 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트로 구성된 제2개수의 리드 솔로몬 심벌들로 이루어진 리드 솔로몬 블록으로 출력하는 리드 솔로몬 인코더와,

상기 리드 솔로몬 블록을 입력하고, 상기 입력된 리드 솔로몬 블록내 심벌들 각각에서 하나의 리드 솔로몬 심벌에 존재하는 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식통신시스템의 제3개수의 연속되는 심벌들 각각의 제4개수의 서브-채널들에 각각 동일 서브-채널 위치로 분산시켜 인터리빙하는 인터리버를 포함함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 제1개수와 제4개수는 동일한 개수이며, 상기 제2개수와 제3개수는 동일한 개수임을 특징으로 하는 시스템.

청구항 3.

제1항에 있어서,

상기 인터리버는 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신 시스템의 연속되는 심벌들중 최초 심벌의 서브-채널들부터 상기 리드 솔로몬 심벌들 각각의 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트들중 최초 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트부터 순차적으로 배치하여 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신 시스템의 최후 심벌의 서브-채널들에 상기 리드 솔로몬 심벌들 각각의 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트들중 최후 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트가 배치되도록 인터리빙함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 4.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 서브-채널을 반복전송하는 시스템에 있어서,

입력되는 데이터들을 각각 미리 설정한 설정 개수만큼의 서브-채널들에 각각 동일하게 전송되도록 반복하는 서브-채널 반복기와,

상기 서브-채널 반복기에서 출력되는 서브-채널들에 대해 설정되어 있는 변조방식으로 사상하는 다수의 사상기들을 포함함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 5..

제4항에 있어서,

상기 서브-채널 반복기는;

상기 입력데이터들중 특정 입력 데이터가 상기 서브-채널들중 어느 서브-채널로 반복될지를 결정하고, 상기 결정된 서브-채널에 따라 상기 서브-채널 반복을 수행하도록 제어하는 서브-채널 반복 제어기와,

상기 서브-채널 반복 제어기의 제어에 따라 상기 입력데이터들 중 특정 입력데이터를 선택하여 해당 서브-채널로 전송되도록 하는 다수의 선택기들로 구성됨을 특징으로 하는 시스템.

청구항 6.

제5항에 있어서,

상기 서브-채널 반복 제어기는 상기 서브-채널들의 채널 정보에 따라 상기 입력데이터들이 반복될 서브채널을 결정함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 7.

제4항에 있어서,

상기 다수의 사상기들은 상기 출력되는 서브-채널들과 동일한 개수로 구성되며, 상기 서브-채널들 각각에 대해 상기 설정 변조방식으로 사상함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 8.

제4항에 있어서,

상기 다수의 사상기들은 상기 출력되는 서브-채널들 개수 미만으로 구성되며, 상기 서브-채널들 중 설정 개수씩을 입력 신호로하여 상기 설정 변조방식으로 사상함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 9.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 서브-채널 할당을 수행하는 시스템에 있어서,

소정 제어에 따라 입력되는 서브-채널 데이터들중 특정한 서브-채널 데이터를 선택하여 해당 서브-채널로 전송되도록 선택하는 다수의 선택기들과,

미리 설정된 설정 구간만큼의 시간이 변화하는 시점마다 상기 다수의 선택기를 각각이 상기 서브-채널 데이터들중 선택할 서브-채널 데이터를 변경하도록 제어하는 서브-채널 할당 제어기로 구성됨을 특징으로 하는 시스템.

청구항 10.

제9항에 있어서,

상기 서브-채널 할당 제어기는 상기 서브-채널들의 채널 정보 및 채널 상태에 따라 상기 다수의 선택기를 각각이 상기 입력 서브-채널데이터들중 선택할 서브-채널 데이터를 결정함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 11.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 최소 피크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널들을 전송하는 송신시스템에 있어서,

입력되는 서브-채널 데이터들중 파일럿 서브-채널 데이터들을 구별하기 위한 파일럿 스크램블링 코드를 소정 개수 생성하는 파일럿 스크램블링 코드 생성기와,

상기 입력되는 서브-채널 데이터들을 스크램블링하기 위한 스크램블링 코드를 소정 개수 생성하는 스크램블링 코드 생성기와,

상기 입력되는 파일럿 서브-채널 데이터들과 상기 파일럿 스크램블링 코드들중 제1 파일럿 스크램블링 코드를 곱하여 스크램블링하는 제1승산기와,

상기 입력되는 서브-채널 데이터들중 상기 파일럿 서브-채널 데이터들을 제외한 서브-채널 데이터들과 상기 제1승산기에서 출력한 데이터를 상기 스크램블링 코드들중 제1 스크램블링 코드와 곱해 스크램블링 하는 제2승산기와,

상기 제2승산기에서 출력된 신호를 역고속 푸리에 변환하는 제1역고속 푸리에변환기와,

상기 입력되는 파일럿 서브-채널 데이터들과 상기 파일럿 스크램블링 코드들중 제2 파일럿 스크램블링 코드를 곱하여 스크램블링하는 제3승산기와,

상기 입력되는 서브-채널 데이터들중 상기 파일럿 서브-채널 데이터들을 제외한 서브-채널 데이터들과 상기 제1승산기에서 출력한 데이터를 상기 스크램블링 코드들중 제2 스크램블링 코드와 곱해 스크램블링 하는 제4승산기와,

상기 제4승산기에서 출력된 신호를 역고속 푸리에 변환하는 제2역고속 푸리에변환기와,

상기 제1역고속 푸리에 변환기 및 제2역고속 푸리에 변환기 각각에서 출력되는 서브-채널 데이터들에 대한 피크대 평균 전력비를 계산하는 피크대 평균 전력비 계산기와,

상기 계산된 피크대 평균 전력비들중 최소인 피크대 평균 전력비를 가지는 역고속 푸리에 변환기의 출력 서브-채널 데이터들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신 시스템의 서브 채널로 전송하도록 선택기를 포함함을 특징으로 하는 시스템.

청구항 12.

제11항에 있어서,

상기 파일럿 스크램블링 코드 개수는 상기 스크램블링 코드 개수와 동일하게 생성됨을 특징으로 하는 시스템.

청구항 13.

제12항에 있어서,

상기 스크램블링 코드 개수는 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신 시스템에서 구비하는 역고속 푸리에 변환기와 동일한 개수임을 특징으로 하는 시스템.

청구항 14.

제11항에 있어서, 상기 파일럿 스크램블링 코드가 4개로 생성될 경우, 상기 4개의 파일럿 스크램블링 코드들간은 상호 간에 90° 위상차를 가짐을 특징으로 하는 시스템.

청구항 15.

제11항에 있어서,

상기 파일럿 스크램블링 코드 개수가 4개로 생성될 경우, 상기 파일럿 스크램블링 코드는 $[1,1,1,1]$ 과, $[-1,-1,-1,-1]$ 과, $[j,j,j,j]$ 와, $[-j,-j,-j,-j]$ 형태로 생성됨을 특징으로 하는 시스템.

청구항 16.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 최소 피크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널들을 수신하는 시스템에 있어서,

입력되는 서브-채널 데이터들중 파일럿 서브-채널 데이터들을 추출하는 파일럿 추출기와,

상기 입력되는 서브-채널 데이터들을 스크램블링하기 위한 다수의 스크램블링 코드를 생성하는 스크램블링 코드 생성기와,

상기 다수의 스크램블링 코드로 상기 입력되는 서브-채널 데이터를 디스크램블링하여 수신된 파일럿 스크램블링 코드를 추출하는 파일럿 스크램블링 코드 추출기와,

상기 추출된 파일럿 서브-채널 데이터와 상기 추출된 파일럿 스크램블링 코드의 복소 컨쥬게이트값을 승산하는 제1승산기와,

송신시스템에서 전송한 파일럿 스크램블링 코드와 동일한 다수개의 파일럿 스크램블링 코드를 생성하는 파일럿 스크램블링 코드 생성기와,

상기 생성된 파일럿 스크램블링 코드들을 복소 컨쥬게이트한 값과 상기 제1승산기에서 출력된 값들을 곱셈하는 제2승산기와,

상기 제2승산기에서 출력한 데이터들을 상기 송신시스템에서 전송한 파일럿 채널 데이터와 승산하여 스크램블링 코드를 추출하는 스크램블링 코드 추출기와,

상기 추출된 스크램블링 코드를 가지고서 상기 수신 서브-채널 데이터들을 스크램블링하여 복조하는 복조기로 구성됨을 특징으로 하는 시스템.

청구항 17.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템의 송신 안테나 다이버시티 적용 송신 시스템에 있어서,

상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템의 출력 데이터가 입력되면, 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 없는 동상신호로 전송하는 제1안테나부와,

상기 입력된 출력 데이터를 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 없는 동상신호 및 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 $180'$ 차이나는 역상 신호를 트레이닝 구간동안 교대로 전송하는 제2안테나부로 구성됨을 특징으로 하는 시스템.

청구항 18.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 여러 정정 능력을 개선시키기 위한 방법에 있어서,

입력 정보 데이터를 리드솔로몬 인코딩하여 각각이 제1개수의 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트로 구성된 제2개수의 리드 솔로몬 심벌들로 이루어진 리드 솔로몬 블록으로 인코딩하는 과정과,

상기 인코딩된 리드 솔로몬 블록내 심벌들 각각에서 동일한 위치에 존재하는 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식통신시스템의 제3개수의 연속되는 심벌들 각각의 제4개수의 서브-채널들에 각각 분산시켜 인터리빙하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 19.

제18항에 있어서,

상기 제1개수와 제4개수는 동일한 개수이며, 상기 제2개수와 제3개수 역시 동일한 개수임을 특징으로 하는 방법.

청구항 20.

제18항에 있어서,

상기 인터리빙 과정은;

상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신 시스템의 연속되는 심벌들중 최초 심벌의 서브-채널들부터 상기 리드 솔로몬 심벌들 각각의 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트들중 최초 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트부터 순차적으로 배치하여 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신 시스템의 최후 심벌의 서브-채널들에 상기 리드 솔로몬 심벌들 각각의 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트들중 최후 리드 솔로몬 심벌 엘리먼트가 배치되도록 인터리빙하는 것임을 특징으로 하는 방법.

청구항 21.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 서브-채널을 반복전송하는 방법에 있어서,

입력되는 데이터들을 각각 미리 설정한 설정 개수만큼의 서브-채널들에 각각 동일하게 전송되도록 반복하는 과정과,

상기 입력데이터들이 반복된 서브-채널들에 대해 미리 설정되어 있는 변조방식으로 사상하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 22.

제21항에 있어서,

상기 서브-채널을 반복하는 과정은;

상기 입력데이터들중 특정 입력 데이터가 상기 서브-채널들중 어느 서브-채널로 반복될지를 결정하는 과정과,

상기 서브-채널을 결정한 후 상기 입력데이터들 각각에 대해서 상기 결정된 서브-채널들로 상기 입력데이터를 반복하여 전송하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 23.

제22항에 있어서,

상기 입력 데이터가 반복될 서브-채널은 상기 서브-채널들의 채널 정보에 따라 결정함을 특징으로 하는 방법.

청구항 24.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 서브-채널 할당을 수행하는 방법에 있어서,

입력되는 서브-채널 데이터들을 최초 입력 시점에서 각각 해당 서브-채널로 연결하여 전송하는 과정과;

상기 최초 입력 시점에서 미리 설정한 설정 시간이 경과될 때마다 입력되는 서브-채널 데이터들을 상기 최초 입력 시점에서 연결한 서브-채널들과 상이한 서브-채널들로 연결하여 전송하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 25..

제24항에 있어서,

상기 입력 서브-채널 데이터는 해당 시점에서 상기 서브-채널들의 정보 및 채널 상태에 따라 상기 서브-채널로 연결됨을 특징으로 하는 방법.

청구항 26.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 최소 피크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널들을 전송하는 송신방법에 있어서,

입력되는 서브-채널 데이터들중 파일럿 서브-채널 데이터들을 구별하기 위한 파일럿 스크램블링 코드를 소정 개수 생성하고, 상기 입력되는 서브-채널 데이터들을 스크램블링하기 위한 스크램블링 코드를 소정 개수 생성하는 제1과정과,

상기 입력되는 파일럿 서브-채널 데이터들과 상기 파일럿 스크램블링 코드들중 제1 파일럿 스크램블링 코드를 곱하여 스크램블링하는 제2과정과,

상기 입력되는 서브-채널 데이터들중 상기 파일럿 서브-채널 데이터들을 제외한 서브-채널 데이터들과 상기 제1파일럿 스크램블링 코드와 스크램블링된 파일럿 서브-채널 데이터들을 상기 스크램블링 코드들중 제1 스크램블링 코드와 곱해 스크램블링 하는 제3과정과,

상기 제3과정에서 생성된 신호를 역고속 푸리에 변환하는 제4과정과,

상기 입력되는 파일럿 서브-채널 데이터들과 상기 파일럿 스크램블링 코드들중 제2 파일럿 스크램블링 코드를 곱하여 스크램블링하는 제5과정과,

상기 입력되는 서브-채널 데이터들중 상기 파일럿 서브-채널 데이터들을 제외한 서브-채널 데이터들과 상기 제2과정에서 출력한 데이터를 상기 스크램블링 코드들중 제2 스크램블링 코드와 곱해 스크램블링 하는 제6과정과,

상기 제6과정에서 생성된 신호를 역고속 푸리에 변환하는 제7과정과,

상기 제4과정과 제7과정에서 생성된 서브-채널 데이터들에 대한 피크대 평균 전력비를 계산하고, 상기 계산된 피크대 평균 전력비들중 최소인 피크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널 데이터들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템의 서브 채널로 전송하도록 선택하는 제8과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 27.

제26항에 있어서,

상기 파일럿 스크램블링 코드 개수는 상기 스크램블링 코드 개수와 동일하게 생성됨을 특징으로 하는 방법.

청구항 28.

제27항에 있어서,

상기 파일럿 스크램블링 코드가 4개로 생성될 경우, 상기 4개의 파일럿 스크램블링 코드들간은 상호간에 90° 위상차를 가짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 29.

제27항에 있어서,

상기 파일럿 스크램블링 코드 개수가 4개로 생성될 경우, 상기 파일럿 스크램블링 코드는 [1,1,1,1]과, [-1,-1,-1,-1]과, [j,j,j,j]와, [-j,-j,-j,-j] 형태로 생성됨을 특징으로 하는 방법.

청구항 30.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에서 최소 퍼크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널들을 수신하는 방법에 있어서,

입력되는 서브-채널 데이터들중 파일럿 서브-채널 데이터들을 추출하는 제1과정과,

상기 입력되는 서브-채널 데이터들을 스크램블링하기 위한 다수의 스크램블링 코드를 생성하여, 상기 다수의 스크램블링 코드로 상기 입력되는 서브-채널 데이터를 디스크램블링하여 수신된 파일럿 스크램블링 코드를 추출하는 제2과정과,

상기 추출된 파일럿 서브-채널 데이터와 상기 추출된 파일럿 스크램블링 코드의 복소 컨쥬게이트값을 승산하는 제3과정과,

송신시스템에서 전송한 파일럿 스크램블링 코드와 동일한 다수개의 파일럿 스크램블링 코드를 생성하여, 상기 생성된 파일럿 스크램블링 코드들을 복소 컨쥬게이트한 값과 상기 제1승산기에서 출력된 값들을 곱셈하는 제4과정과,

상기 제4과정에서 생성된 데이터들을 상기 송신시스템에서 전송한 파일럿 채널 데이터와 승산하여 스크램블링 코드를 추출하고, 상기 추출된 스크램블링 코드를 가지고서 상기 수신 서브-채널 데이터들을 스크램블링하여 복조하는 제5과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 31.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템의 송신 안테나 다이버시티 적용 송신 방법에 있어서,

상기 직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템의 출력 데이터가 입력되면, 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 없는 동상신호로 전송하는 과정과,

상기 입력된 출력데이터를 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 없는 동상신호 및 상기 출력 데이터와 위상 오프셋이 180° 차이나는 역상 신호를 트레이닝 구간동안 교대로 전송하는 과정으로 이루어짐을 특징으로 하는 방법.

청구항 32.

직교 주파수 분할 다중 방식 통신시스템에 있어서,

입력되는 정보 데이터들을 리드-솔로몬 인코딩하여 동일한 위치에 존재하는 리드-솔로몬 심벌 엘리먼트들을 상기 직교 주파수 분할 다중 방식 심벌들의 각 서브-채널들로 분산되도록 인터리빙하는 리드-솔로몬 인터리버와,

상기 인터리빙된 신호를 병렬 형태의 데이터들로 변환하고, 상기 병렬 형태의 데이터들을 각각 미리 설정한 개수만큼 동일하게 반복하여 해당 서브-채널들로 반복 전송하는 서브-채널 반복기와,

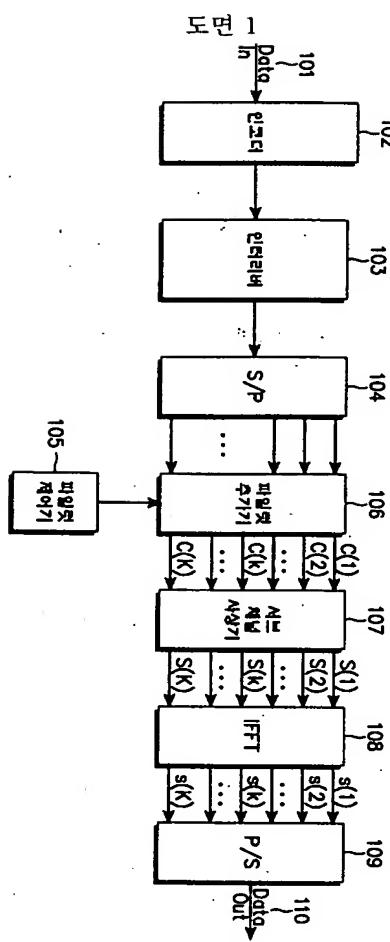
상기 서브-채널 데이터들과 파일럿 서브-채널 데이터를 가산하여, 상기 가산된 서브-채널 데이터가 입력될 때마다 상기 서브-채널 데이터들 각각이 전송될 서브-채널을 입력 시점에 따라 동적으로 할당하는 서브-채널 할당기와,

상기 할당된 서브-채널 신호들을 설정 변조방식으로 사상하고, 상기 사상된 서브-채널 데이터들중 파일럿 서브-채널 데이터들을 파일럿 스크램블링 코드로 스크램블링한 후, 다시 상기 스크램블링된 파일럿 서브-채널 데이터들과 나머지 사상된 서브-채널 데이터들을 스크램블링 코드로 스크램블링하는 서브-채널 스크램블러와,

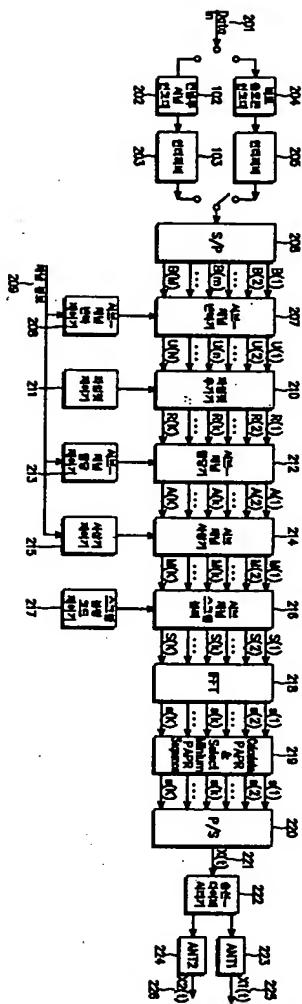
상기 서브-채널 스크램블러에서 출력한 신호를 역고속 푸리에 변환하고, 상기 역고속 푸리에 변환된 서브-채널 데이터들중 최소 피크대 평균 전력비를 가지는 서브-채널 데이터들을 선택하여 전송하도록 하는 선택기와,

상기 선택기에서 출력되는 서브-채널 데이터들을 위상 오프셋이 없는 동상신호로 전송하고, 이와 동시에 상기 선택기에서 출력되는 서브-채널 데이터들을 위상 오프셋이 없는 동상신호 및 위상 오프셋이 180° 차이나는 역상 신호를 트레이닝 구간동안 교대로 전송하는 안테나를 포함함을 특징으로 하는 시스템.

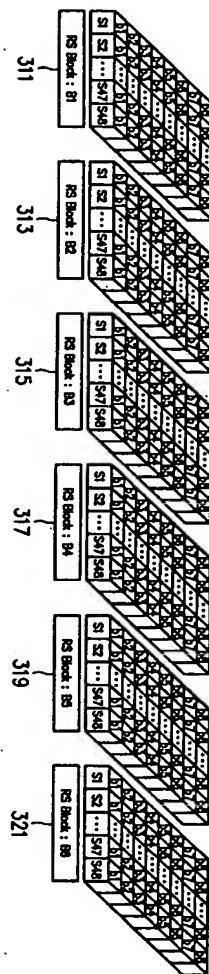
도면



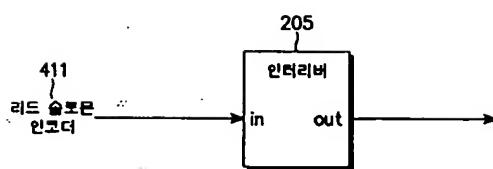
도면 2



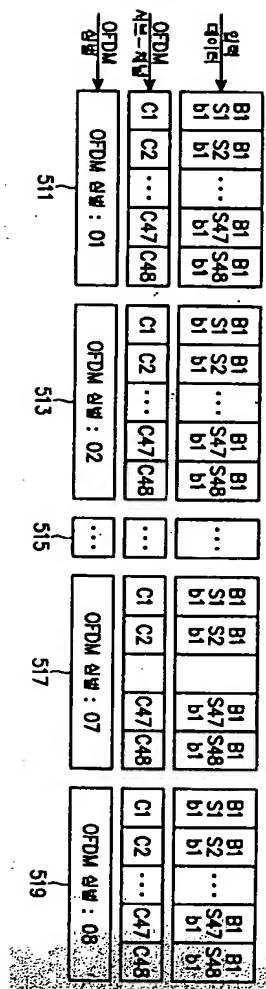
도면 3



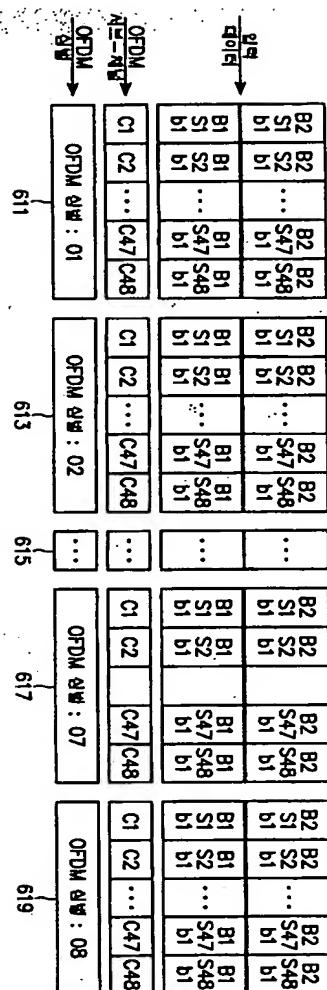
도면 4



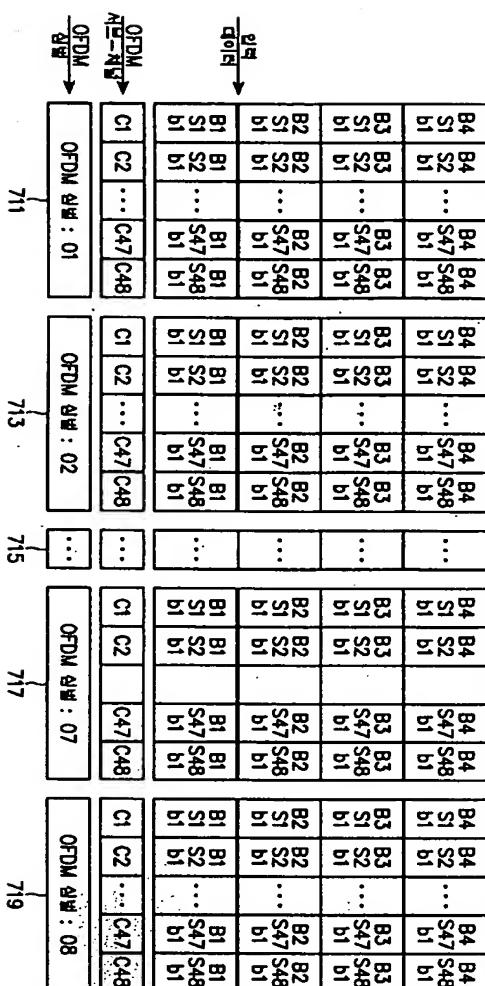
도면 5



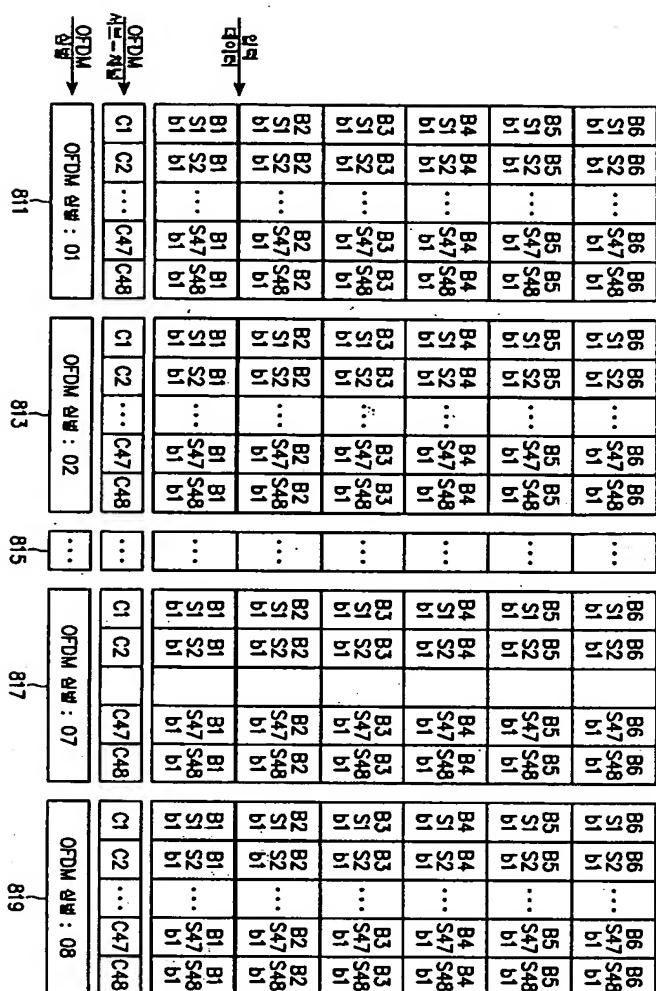
면 6



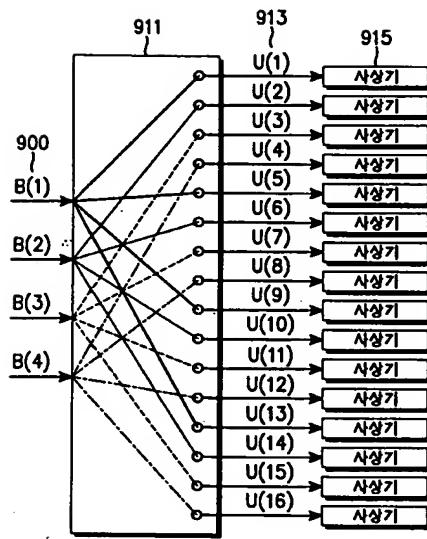
면 7



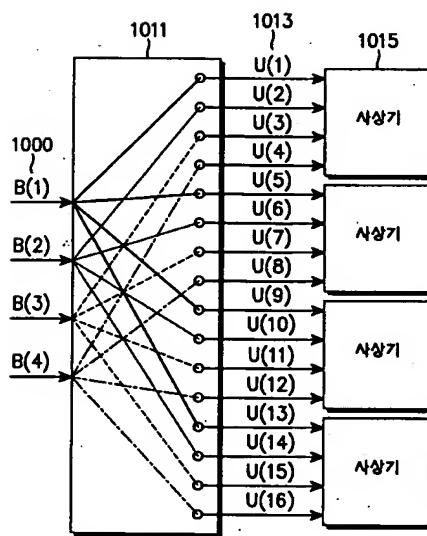
도면 9



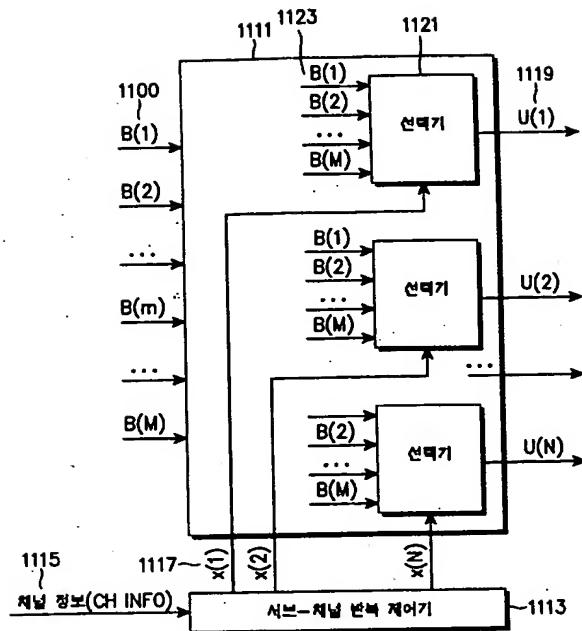
도면 9



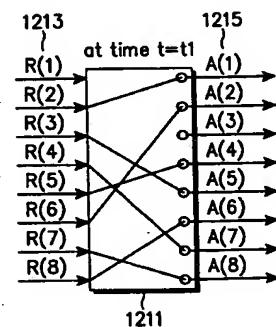
도면 10



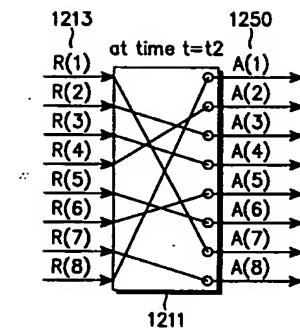
도면 11



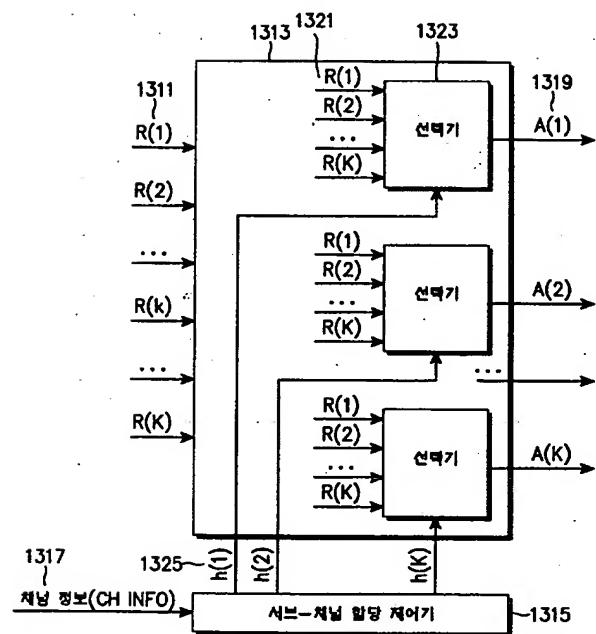
도면 12a



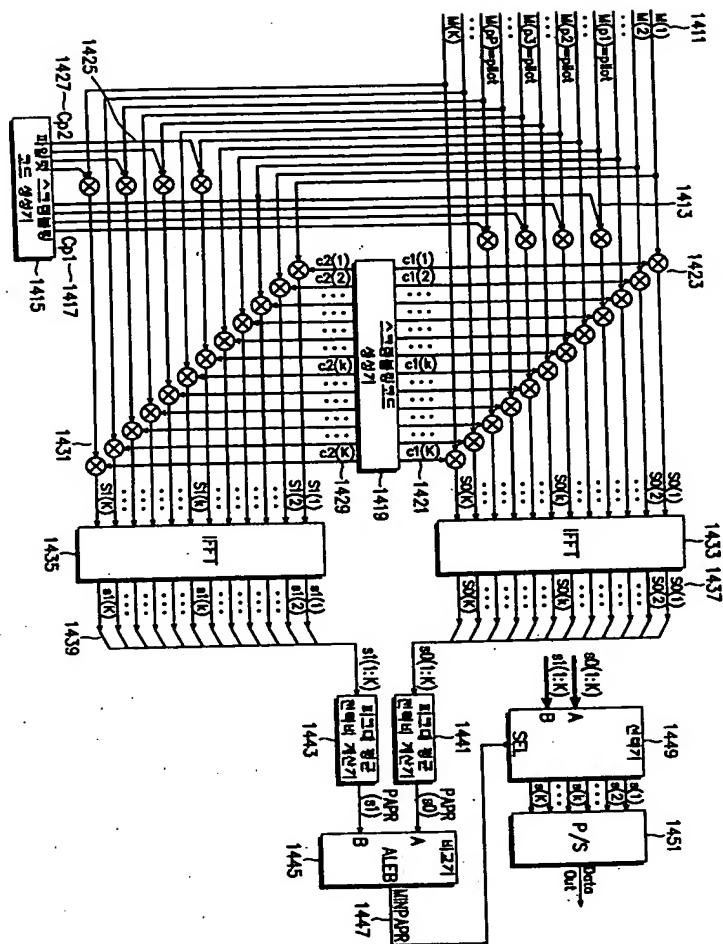
도면 12b



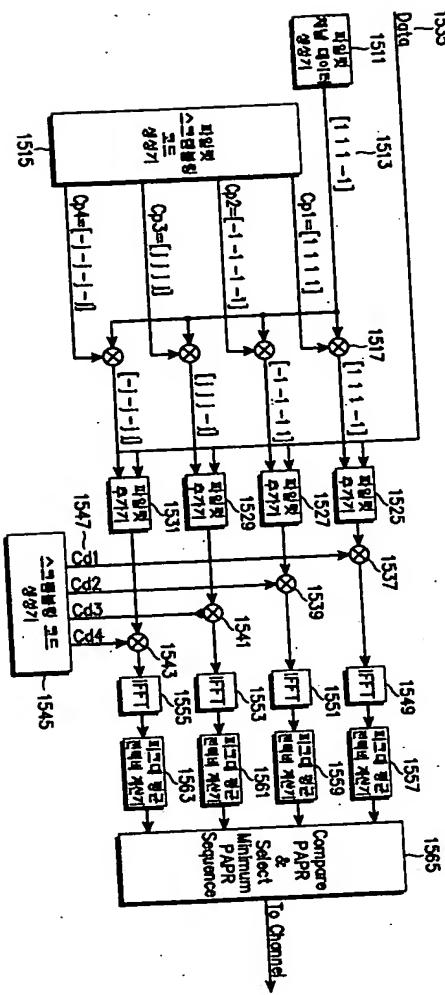
도면 13



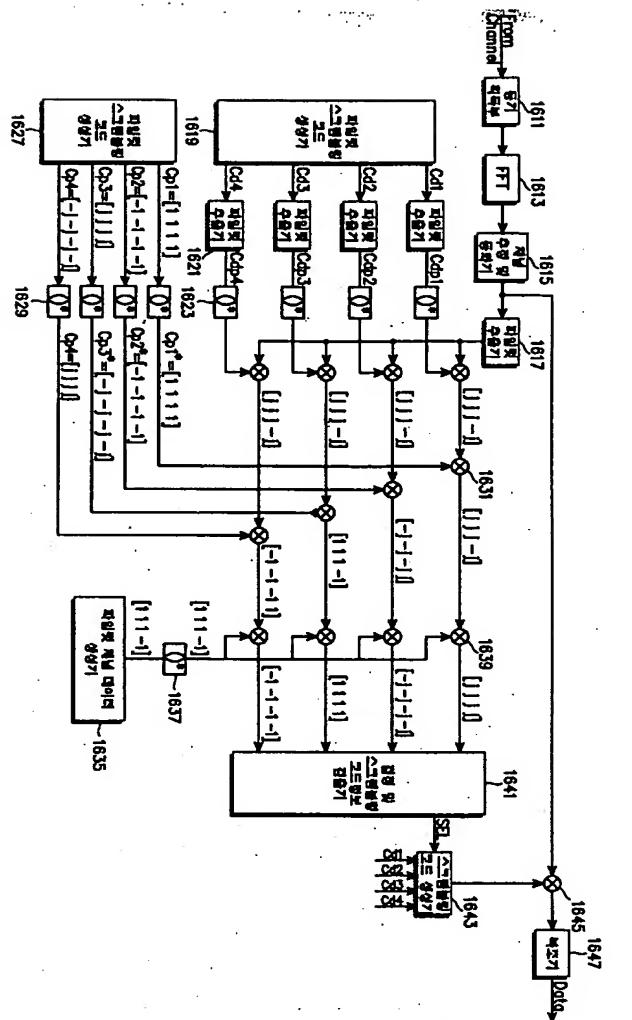
도면 14



도면 15



도면 16



도면 17

